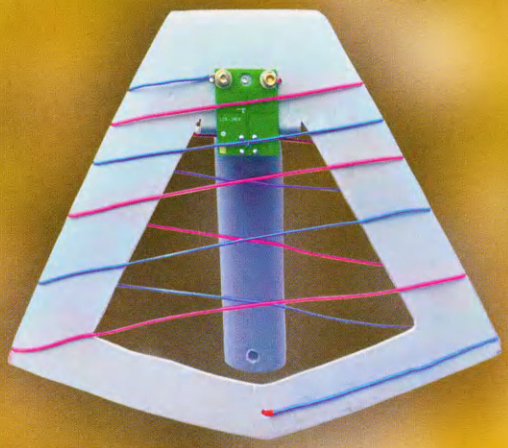
www.radio.ru

9•2025

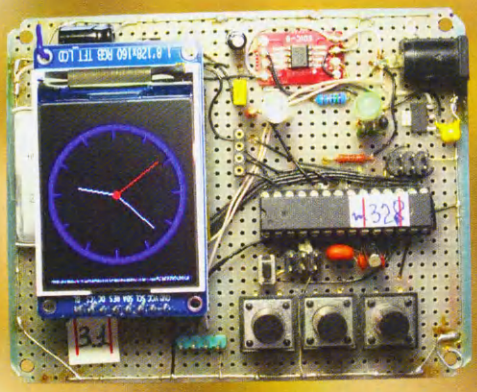
РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ЛОКАТОР



СЖАТЫЕ СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ



ЧАСЫ НА TFT-ДИСПЛЕЕ

ПРОВЕРЯЕМ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ РАДИОЭЛЕМЕНТЫ

ISSN-0033-765X

- *КВ-усилитель DX-1500*
- *Самодельный RGB-индикатор*
- *УКВ-модуль Radiofix A*
- *Преобразователь температура-ток*

...и ещё 5 конструкций

9
2025

КВ-УСИЛИТЕЛЬ DX-1500

МОЩНОСТЬЮ 1,5 кВт

Вячеслав ФЕДОРЧЕНКО (RZ3TI), г. Дзержинск Нижегородской обл.

(см. статью на с. 49)

Рис. 2

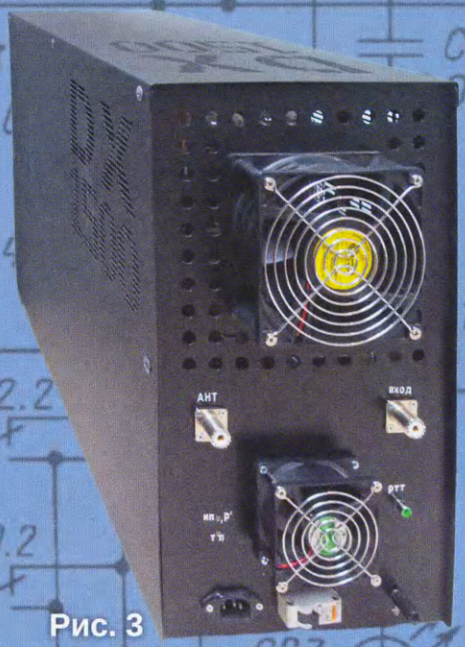
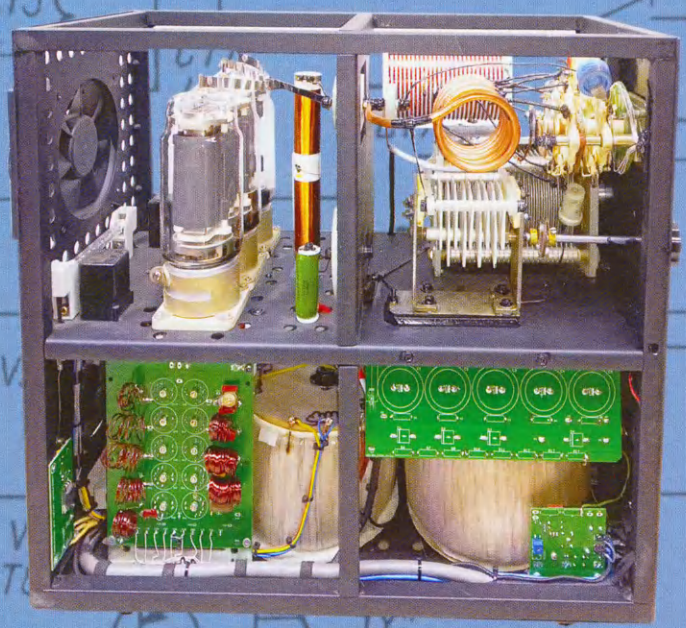


Рис. 3

Рис. 4



XXIX МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА

INTERPOLITEX

NATIONAL SECURITY
НАЦИОНАЛЬНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

СРЕДСТВА ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ГОСУДАРСТВА

28–30 ОКТЯБРЯ 2025

МОСКВА • ВДНХ • ПАВИЛЬОН № 57

INTERPOLITEX.RU

ОРГАНИЗАТОР

БИЗОН ОБЪЕДИНЕНИЕ ВЫСТАВОЧНЫХ КОМПАНИЙ

В НОМЕРЕ:

НАУКА И ТЕХНИКА 4

А. ГОЛЫШКО. Угрозы микроэлектронике 4

РАДИОПРИЁМ 8

Х. ЛОХНИ. Новый УВЧ-УПЧ для приёмников "Океан-209" и Selena 8
В. ШЕПТУХИН. Новости вещания 16
М. ТКАЧУК. Встраиваемый УКВ-модуль Radiofix A 18

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ 21

С. СЕМИХАТСКИЙ. Стабилизированный двухполярный блок питания 1,25...25 В, 2,5 А 21

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ ТЕХНОЛОГИЯ 25

А. ВИШНЕВСКИЙ. Устройство питания и управления малогабаритной электродрелью 25

РАДИОЛЮБИТЕЛЮ-КОНСТРУКТОРУ 29

В. МИЛКИН, А. ШУЛЬЖЕНКО, А. ГУРИН. Сжатые спиральные антенны — новый путь реализации упрощённых конструкций 29
Д. ПАНКРАТЬЕВ. Конвертер токовой петли 0/4—20 мА для Pt-100 31

ИЗМЕРЕНИЯ 34

И. НЕЧАЕВ. Стенд для проверки высоковольтных радиоэлементов 34
А. КУЗЬМИНОВ. Вольтметр действующего и средневыпрямленного значений напряжения в звуковом диапазоне частот с цветным дисплеем и батарейным питанием 36

ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА 41

С. СВЕЧИХИН. Часы со стрелочным циферблатом на TFT-дисплее 41
А. ВАСИЛЬЕВ. Устройство защиты от перенапряжения с "жёстким" ограничением амплитуды. Часть 2. Оптимизация релейной защиты 44

"РАДИО" — О СВЯЗИ 49

В. ФЕДОРЧЕНКО. КВ-усилитель DX-1500 мощностью 1,5 кВт 49
А. БЕЗМЕНОВ. Радиоэкспедиция в Бенин 54

"РАДИО" — НАЧИНАЮЩИМ 55

Д. МАМИЧЕВ. Самодельный семисегментный RGB-индикатор — 2 55
Д. ЛЕКОМЦЕВ, С. СТЕПИН. Простой ультразвуковой локатор для незрячих 58
И. НЕЧАЕВ. Li-Ion-аккумулятор в батарейной кассете светодиодного фонаря 61
Р. СЕРГЕЕНКО. Викторина "Платы расширения Olimex" 63

НА КНИЖНОЙ ПОЛКЕ (с. 17, 20).

ДОСКА РЕКЛАМНЫХ ОБЪЯВЛЕНИЙ (с. 1, 3, 4, 7, 53, 3-я и 4-я с. обложки).

На нашей обложке.

- Сжатые спиральные антенны — новый путь реализации упрощённых конструкций (см. статью на с. 29).
- Стенд для проверки высоковольтных радиоэлементов (см. статью на с. 34).
- Часы со стрелочным циферблатом на TFT-дисплее (см. статью на с. 41).
- Простой ультразвуковой локатор для незрячих (см. статью на с. 58).

ЧИТАЙТЕ В СЛЕДУЮЩЕМ НОМЕРЕ:

БП С ФАЗОВЫМ РЕГУЛЯТОРОМ
ИГРА "ШАРИКИ В КОЛБАХ"
СЕТЕВОЙ ТАЙМЕР
РЕТРОЧАСЫ

Тираж журнала «Радио» № 8 сдан для рассылки подписчикам 07.08.2025 г.

В ЭЛЕКТРОННОМ ВИДЕ

Подписка на электронный журнал "Радио" с доставкой по электронной почте на 2025 год, а также на 2012—2024 годы. Цена не изменилась: 12 месяцев — 900 рублей!

На сайте https://el.radio.ru Вы можете узнать, как подписаться и скачать бесплатный журнал № 7 за 2011 год.

Издаётся с 1924 года

РАДИО®

9•2025

МАССОВЫЙ ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

"Радиолюбитель"—"Радиофронт"—"Радио"

"Radio" is monthly publication on audio, video, computers, home electronics and telecommunication

12+

УЧРЕДИТЕЛЬ И ИЗДАТЕЛЬ:
АНО «РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА «РАДИО»
Зарегистрирован Министерством печати и информации РФ 01 июля 1992 г.
Регистрационный ПИ № ФС77-82030

Главный редактор В. К. ЧУДНОВ
Редакционная коллегия:
А. В. ГОЛЫШКО, А. Н. КОРОТОНОШКО, К. В. МУСАТОВ, И. А. НЕЧАЕВ (зам. гл. редактора), Л. В. МИХАЛЕВСКИЙ, С. Л. МИШЕНКОВ

Выпускающий редактор: С. Н. ГЛИБИН
Обложка: В. М. МУСИЯКА
Вёрстка: Е. А. ГЕРАСИМОВА
Корректор: Т. А. ГЛИБИНА

Адрес редакции: 129090, Москва, Протопоповский пер., 25, к. Б
Тел.: (495) 607-31-18.
E-mail: **ref@radio.ru**
Приём статей — e-mail: **mail@radio.ru**
Отдел рекламы — (495) 607-31-18; e-mail: **advert@radio.ru**
Распространение — (495) 607-31-18; e-mail: **sale@radio.ru**
Подписка и продажа — (495) 607-87-39
Бухгалтерия — (495) 607-87-39

Наши платёжные реквизиты:
получатель — АНО "Редакция журнала "Радио", ИНН 7708187140,
р/сч. 40703810538090108833
Банк получателя — ПАО Сбербанк г. Москва
корр. счёт 30101810400000000225 БИК 044525225
Подписано к печати 22.08.2025 г. Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Объём 8 физ. печ. л., 4 бум. л., 10,5 уч.-изд. л.
В розницу — цена договорная.
Подписной индекс:
Официальный каталог ПОЧТА РОССИИ — П4014;
КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ — 89032.

За содержание рекламного объявления ответственность несёт рекламодатель.

За оригинальность и содержание статьи ответственность несёт автор.

Редакция не несёт ответственности за возможные негативные последствия использования опубликованных материалов, но принимает меры по исключению ошибок и опечаток.

В случае приёма рукописи к публикации редакция ставит об этом в известность автора. При этом редакция получает исключительное право на распространение принятого произведения, включая его публикации в журнале «Радио», на интернет-страницах журнала или иным образом.

Авторское вознаграждение (гонорар) выплачивается в течение двух месяцев после первой публикации в размере, определяемом внутренним справочником тарифов.

По истечении одного года с момента первой публикации автор имеет право опубликовать авторский вариант своего произведения в другом месте без предварительного письменного согласия редакции.

В переписку редакция не вступает. Рукописи не рецензируются и не возвращаются.

© Радио®, 1924—2025. Воспроизведение материалов журнала «Радио», их коммерческое использование в любом виде, полностью или частично, допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в ОАО «Подольская фабрика офсетной печати»
142100, Моск. обл., г. Подольск, Революционный проспект, д. 80/42.
Зак. 02357-25 .

Dr.WEB

Компьютерная сеть редакции журнала «Радио» находится под защитой Dr.Web — антивирусных продуктов российского разработчика средств информационной безопасности — компании «Доктор Веб».

www.drweb.com

Бесплатный номер службы поддержки в России:
8-800-333-79-32

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА — КОМПАНИЯ «РИНЕТ»

RINeT

БЛИЖЕ К ЛЮДЯМ

Телефон:
+7(495)981-4571
E-mail:
info@rinet.ru
Сайт:
www.rinet.ru

Угрозы микроэлектронике

А. ГОЛЫШКО, канд. техн. наук, г. Москва

"Правда невероятнее вымысла, поскольку вымысел должен быть похож на возможное, а правда — нет".

Марк Твен

Несомненно, микроэлектроника, проникающая в самые глубины материи со всё более и более тонкими процессами производства, измеряемыми уже в единицах нанометров, — это воистину надежда цифровой цивилизации. Согласно известному наблюдению, названному законом Мура, каждые два года число транзисторов, расположенных на куске кремния, удваивается. Сегодня существуют процессоры, которые содержат более 100 млрд транзисторов. Однако автор наблюдения Гордон Мур, отмечая одну закономерность, предполагал и другую: стоимость элемента микросхемы будет падать вдвое каждые два года. Правда, последние восемь лет цена не только не падает, а даже растёт.

Прогресс и сложность современного полупроводникового производства привели к тому, что стоимость фабрик превысила 10 млрд долл., а производительность — сотни пластин с микросхемами в час. В результате реальных производителей микросхем по самым передовым технологическим нормам в мире остались единицы. К примеру, в настоящее время чипы по технологии 5 нм производит только одна компания — TSMC. И этот фактор сказывается фактически на всей экономике мира. По данным аналитиков, объёмы поставок полупроводников в настоящее время на 10...30 % ниже уровня спроса. В результате чего, к примеру, закономерно возник кризис в автомобильной промышленности.

Почти пять лет назад специалисты компании Google, изучая ошибки, которые порой делают компьютеры, выяснили одну неприятную зависимость. Оказалось, что компьютерные чипы продвинулись до такой степени, что они перестали быть надёжными. Они стали переменчивыми и могут не выполнять свои вычисления предсказуемым образом.

Разумеется, они никогда и не были надёжными на 100 %. Ошибки процессоров существуют так же долго, как и сами процессоры. Они возникают не только из-за недосмотра при проектировании, но и из-за условий окружающей среды, а также из-за различных сбоев. Однако ошибки эти, как правило, настолько редки, что только самые чувствительные вычисления подвергаются тщательной проверке, если кажется, будто компьютерные системы не работают должным образом. И в основном компьютерные чипы рассматриваются как заслуживающие доверия.

Однако в последнее время два крупнейших пользователя компьютерных технологий всё чаще обнаруживают ненадлежащее поведение процессора, и теперь они призывают технологические компании работать вместе, чтобы лучше понять, как обнаружить эти ошибки и исправить их.

А началось всё с того, что бдительные производственные группы всё чаще жаловались на то, что машины-рецидивисты портят данные. Эти машины были обоснованно обвинены в повреждении множества различных стабильных, хорошо отлаженных крупномасштабных приложений. Впрочем, каждая машина неоднократно подвергалась обвинениям со стороны независимых команд, но обычная диагностика не обнаружила в них ничего плохого.

Изучив более глубоко задействованный код и оперативную телеметрию со своих машин, инженеры Google начали подозревать наличие проблем с их оборудованием. Их исследование показало, что частота аппаратных ошибок была больше, чем ожидалось, и эти проблемы проявлялись спорадически, спустя долгое время после установки и на конкретных, отдельных ядрах процессора, а не на целых чипах или семействе деталей.

Исследователи Google, изучающие эти скрытые ошибки выполнения с искажениями (CEE — Corrupt Execution Error, такие ошибки возникают в работе процессоров и могут приводить к сбоям в работе устройств), пришли к выводу, что виноваты переменчивые ядра — процессоры, которые время от времени ошибаются в расчётах при различных обстоятельствах таким образом, что это не поддаётся прогнозированию.

Ошибки не были результатом ошибок в архитектуре чипов, и они не обнаруживаются во время производственных испытаний. Скорее всего, инженеры Google предполагают, что ошибки возникли потому, что производство полупроводников доведено до точки, где сбои стали более частыми, и у специалистов нет инструментов для их заблаговременного выявления.

Примеры ситуаций, при которых инженеры сталкивались с CEE:

— нарушения семантики блокировки, приводящие к повреждению данных приложений и сбоям;

— повреждение данных, вызванное различными операциями загрузки, хранения, направления и когерентности;

— неправильное вычисление AES (Advanced Encryption Standard — симметричный алгоритм блочного шифрования). Шифрование и дешифрование в одном и том же ядре подвергалось идентификации, но дешифрование в другом месте выдавало тарабарщину;

— повреждение, влияющее на сборку "мусора" в системе хранения и приводящее к потере данных в реальном времени;

— повреждение индекса базы данных, приводящее к тому, что некоторые запросы, не зависящие от того, в каком ядре происходит обработка, повреждены;

— повторяющиеся битовые сдвиги в строках в определённой позиции бита (что вряд ли появилось в результате ошибок в коде);

— повреждение ядра, приводящее к сбоям в работе процессов и приложений.

В статье под названием "Ядра, которые не имеют значения" специалисты Google приводят несколько вероятных причин, почему ненадёжность вычислительных ядер привлекает внимание только сейчас, в том числе большие серверные парки, которые делают редкие проблемы более заметными, повышенное внимание к общей надёжности и усовершенствования разработки программного обеспечения, которые снижают число ошибок в программном обеспечении.

"Но мы считаем, что есть более фундаментальная причина — всё меньшие размеры элементов, которые приближаются к пределам масштабирования CMOS, в сочетании с постоянно растущей сложностью архитектурного проектирования", — заявляют исследователи, отмечая, что существующие методы верификации плохо подходят для выявления недостатков, которые возникают спорадически или в результате физического износа. CMOS — это Complementary Metal-Oxide-Semiconductor или полупроводниковая технология, которая используется в производстве электронных устройств. Её особенность — низкое энергопотребление и высокая плотность интеграции компонентов на одном чипе.

Google оказался не одинок. Другие технологические компании заметили скрытое повреждение данных, которое становится более распространённым явлением в центрах обработки данных (ЦОД), чем это наблюдалось ранее. Риски, связанные с неправильным поведением ядер, включают в себя не только сбои, которые может компенсировать существующая модель отказа для обработки ошибок, но и неправильные вычисления и потерю данных, которые могут остаться незамеченными и представлять особый риск.

Однажды неисправное оборудование Google провело то, что можно было бы описать как атаку программ-вымогателей с автоматической ошибкой. Одно из ядер нарушило шифрование и сделало это таким образом, что только оно могло расшифровать то, что неправильно зашифровало.

В идеале Google хотел бы видеть автоматизированные методы идентификации поражённых ядер и предлагает такие стратегии, как тестирование процессора на протяжении всего жизненного цикла чипа, а не полагаться только на тестирование на прогрев. В настоящее время мегакорпорация полагается на исследование целостности ядра, проводимое человеком, которое не особенно точно, потому что инструменты и методы идентификации сомнительных ядер всё ещё находятся в стадии разработки.

"По нашему недавнему опыту, примерно половина этих подозреваемых, идентифицированных как люди, при более глубоком расследовании доказано, что на самом деле они являются переменчивыми ядрами. Мы должны получить "признания" с помощью дальнейшего тестирования (часто после разработки нового автоматизированного теста)", — объясняют исследователи Google — "Другая половина — это смесь ложных обвинений и ограниченной воспроизводимости".

По всему получается, что постоянное уменьшение размеров техпроцессов в сочетании с возрастающей сложностью архитектурного проектирования приводит к снижению надёжности микросхем. Микроэлектроника выходит из строя из-за перегрева, интенсивного использования компьютера, перепада напряжения, механического воздействия, неисправности материнской платы и огрехов при проектировании и сборке. Тем не менее, частота появления ошибок до этого не вызывала сильного беспокойства по поводу надёжности микросхем у производителей электроники и её пользователей.

Инженеры Google отмечают сниженную эффективность диагностики при работе с крупномасштабными структурами. Они утверждают, что эта проблема со временем будет только усугубляться, и пока нет эффективного метода диагностики случайных ошибок в "неустойчивых ядрах". На данный момент инженеры планируют работать совместно с разработчиками над повышением надёжности оборудования в части:

— производства программ для тестирования процессоров

КУПОН ЧИТАТЕЛЯ
Журнал РАДИО
2 полугодие

и поиск ядер с незначительными производственными дефектами и передача этих тестовых характеристик конечным пользователям;

— непрерывная проверка, при которой функциональные подразделения всегда проверяют свои собственные результаты;

— консервативное проектирование критически важных функциональных блоков с учётом дополнительной площади и мощности для обеспечения надёжности.

Инженеры планируют работать и над устранением возможных причин всего приведённого выше. В частности, развитие полупроводников может сильно застопориться ввиду того, что современные полупроводники имеют очень большую плотность транзисторов, из-за чего сильно греются, пишет портал TechSpot. По мнению экспертов портала, тот факт, что центральный и графический процессоры становятся всё горячее, а это особенно видно на примере современных чипов Intel и Nvidia, в дальнейшем может сыграть с ними злую шутку. Причём сегодня на базе имеющихся архитектур и базовых элементов уже практически невозможно существенно снижать энергопотребление, увеличивать тактовую частоту и скорость передачи информации по существующим сетям связи. Поэтому следующий шаг — это, скорее всего, переход к новым вычислительным архитектурам и использование альтернативных технологий и материалов в производстве микросхем.

Другими словами, весьма вероятны неприятные для пользователя последствия — полупроводники станут менее производительными, но более "прожорливыми" в плане потребления энергии. Со временем чрезмерный нагрев ухудшает производительность чипа и увеличивает утечку тока, что приводит к потере мощности.

Основная причина всего этого тесно связана с прекращением действия так называемого закона масштабирования Деннарда, принципа, который когда-то позволял инженерам уменьшать транзисторы и одновременно снижать напряжение, сохраняя при этом энергопотребление под контролем.

Этот закон — эмпирический, сформулированный американским инженером-электриком и изобретателем Робертом Деннардом, который гласит: "Уменьшая размеры транзистора и повышая тактовую частоту процессора, возможно пропорционально повышать производительность". Однако к середине 2000-х годов дальнейшее снижение напряжения стало нецелесообразным, даже несмотря на то что плотность транзисторов продолжала расти. Это расхождение привело к устойчивому росту плотности мощности и, неизбежно, к большему выделению тепла. Так, по мере того как чипы становятся всё более компактными и производительными, управление тепловой нагрузкой становится критической проблемой.

Важный фактор, который активно сказывается на развитии технологий, связан с развитием приложений искусственного интеллекта (ИИ). Потребности в самых современных ИИ-приложениях удваивают требования к вычислительным ресурсам каждые 3...3,5 месяца. И здесь также возникает проблема электропотребления. Большие вычислительные ресурсы потребляют совершенно неприемлемое количество энергии. И если ИИ будет продолжать развиваться такими же темпами как сейчас, то вскоре 20 % всей вырабатываемой человечеством электроэнергии будет тратиться на обучение нейросетей.

При этом сама природа показывает нам, что есть человеческий мозг, который потребляет в тысячи раз меньше ресурсов, чем современный компьютер, однако решает многие задачи лучше. То есть наше копирование того, что было сформировано Создателем, пока слишком неэффективно. Поэтому одно из последних направлений развития микроэлектроники — это попытка скопировать устройство живого мира путём создания нейроморфных чипов, о чём уже шла речь на страницах журнала. Напомним, что современные компьютеры основаны на архитектуре фон Неймана, строящейся на постоянном обмене между памятью и вычислительным устройством. Нейроморфные архитектуры пытаются имитировать работу нейронов в человеческом мозге, в котором память совмещена с вычислителем.

Специалисты отмечают, что каждое новое поколение полупроводниковых технологий усугубляет тепловую проблему. Плотность мощности продолжает расти по мере того, как производители переходят на транзисторы с нанолистами и в конечном итоге, на комплементарные полевые транзисторы (CFET — Complementary Field-Effect Transistors). Это вертикальная структура транзисторов, которая позволяет экономить пространство благодаря расположению PMOS- и NMOS-транзисторов буквально друг над другом. За счёт этого экономия площади вполне может достигать 50 %.

Однако CFET хоть и панацея в вопросе увеличения числа транзисторов без увеличения физических габаритов полупроводника, но эта технология никак не помогает решить вопрос с тепловыделением. Моделирование будущих техпроцессов, включая 1 нм, показало, что они обеспечат увеличение плотности выделяемой мощности на 12...15 %. Это приведёт к повышению температуры кристалла примерно на 9 °C, даже если не повышать питающее напряжение микросхемы.

Как пишет TechSpot, в ЦОДах, вмещающих миллионы различных микросхем, такое увеличение плотности мощности может обозначить разницу между стабильной работой и катастрофическим ростом тепловыделения. Традиционные методы охлаждения, включая воздушное охлаждение, всё чаще работают в паре с жидкостными системами теплоотвода. Однако даже эти передовые методы могут быть недостаточными для управления теплом, выделяемым следующим поколением чипов.

Для решения этой проблемы исследователи изучают альтернативные решения, включая микрофлюидное охлаждение, при котором охлаждающая жидкость подаётся через микроскопические каналы, встроенные непосредственно в сам чип. Отдельно рассматривается идея со струйным охлаждением, при котором используются высокоскоростные потоки охлаждающей жидкости, направленные на поверхность чипа. Иммерсионное охлаждение, при котором целые платы погружаются в теплопроводящую диэлектрическую жидкость, также имеются в виду.

Если раньше в микроэлектронике использовались только двухмерные (или планарные) структуры, в которых все элементы транзистора располагались в плоскости кремниевой подложки, то сегодня им на смену приходят более сложные трёхмерные. В них некоторые элементы расположены на нескольких уровнях, а некоторые перпендикулярно поверхности пластины.

Система на кристалле (SOC — System On Chip) предполагает перепроектирование нескольких различных чипов, изготовленных с использованием одного и того же производственного процесса, и их интеграцию в один чип. 3D-SOC поднимает эту концепцию на новую высоту, размещая несколько микросхем SOC вертикально. Трансформация 2D-системы на кристалле (2D-SOC), где узлы перераспределяются на блоки, подразумевает её дальнейшее преобразование в 3D-систему на кристалле (3D-SOC).

Исследовательская группа Imec ранее опубликовала документ по IEEE, в котором описывались преимущества 3D-SOC и внутренних межсоединений. Эта

Читатели, приславшие в редакцию любые пять из шести купонов за полугодие, смогут претендовать на один из призов.
Сентябрь 2025 год

технология направлена на интеграцию различных микросхем в гетерогенную систему. За счёт разумного разделения цепей это значительно снижает энергопотребление и повышает производительность вычислений. По сравнению с популярной технологией чиплетов технология 3D-SOC имеет конкурентное преимущество.

И всё же существует технология, которая потенциально может решить вопрос с перегревом чипов, вызванным ростом плотности транзисторов. Речь о BSPDN (Backside Power Delivery Network) — о технологии подачи напряжения питания на микросхему с обратной стороны её подложки. Она подразумевает расположение линий питания на задней стороне чипа или интегральной схемы. Как пишет портал The Elec, крупнейшие производители смартфонов намерены сделать на неё ставку в самом скором будущем, например, компания Samsung, у которой есть собственные мобильные процессоры серии Exynos, намерена перейти на BSPDN с переходом на 2 нм техпроцесс.

Технология BSPDN представляет собой важнейшую разработку в производстве полупроводников, предлагающую ряд преимуществ, в том числе более гибкую конструкцию, более короткие металлические провода и более высокий коэффициент использования чипа. После преобразования 2D-SOC в 3D-SOC посредством многоуровневой укладки исходные задние стороны чипов становятся внешними сторонами 3D-SOC. На этом этапе освобождённая задняя часть чипов может использоваться для маршрутизации сигналов или в качестве линий питания для транзисторов, в отличие от традиционных процессов, когда проводка и линии питания проектируются на передней стороне пластины. Раньше задние части микросхемы использовались просто в качестве носителей, но технология BSPDN позволяет использовать больше места для проектирования логических пластин. Согласно результатам моделирования эффективность BSPDN в семь раз выше, чем у традиционной лицевой PDN.

Компания Intel также объявила о внедрении этой технологии в техпроцессы 20 Å (Å — ангстрем) и 18 Å. Для достижения BSPDN требуется специальный процесс утончения пластин (уменьшающий его до нескольких сотен нанометров), а также наноразмерные сквозные кремниевые переходы (nTSV) для подключения задней панели питания к передней логической микросхеме. Ещё одной ключевой технологией BSPDN является технология Buried Power Rail (BPR) — метод миниатюризации, при котором провода встраиваются под транзисторы, причём некоторые из них находятся внутри кремниевой подложки, а другие — в неглубоких изолирующих оксидных слоях канавок. BPR заменяет линии питания под стандартными элементами в традиционных процессах и ещё больше уменьшает ширину стандартных элементов, уменьшая проблемы падения напряжения. К примеру, в BSPDN металлическая проводка задней стороны PDN подключена к скрытым шинам питания, а задняя сторона микросхемы подключена к передней стороне логической микросхемы.

Технология 3D-IC использует новую последовательную 3D-технологию (S3D) или монолитную технологию для вертикального сложения транзисторов n-типа и p-типа, образующих дополнительный CFET. Эта технология позволяет соединить два транзистора и объединить их в один, что не только значительно увеличивает плотность транзисторов, но и упрощает компоновку логических микросхем CMOS, повышая эффективность конструкции. При этом транзисторы n-типа и p-типа объединены вертикально и образуют CFET.

Тем не менее, ключевая задача заключается в том, как вертикально интегрировать каждый миниатюрный транзистор и решить проблемы рассеивания тепла при высокоскоростных вычислениях. Крупные производители всё ещё находятся на стадии разработки технологии, но самое большое её преимущество заключается в достижении максимальной плотности компонентов и наименьшей ширины узлов. В условиях постоянного роста спроса на высокоскоростные вычисления технология 3D-IC станет ключевым моментом в развитии отрасли.

По прогнозам TechSpot, к 2026 г. все основные передовые производители микросхем перейдут на технологию BSPDN. Но эти инновации не лишены компромиссов. Утончение кремниевой подложки для использования BSPDN может снизить её способность рассеивать тепло, что может привести к появлению новых локальных точек повышенного нагрева. Моделирование показывает, что из-за BSPDN в этих точках температура может быть выше на целых 14 °C.

Кстати, кремний — не самый эффективный по целому ряду характеристик материал для микроэлектроники. Его преимущества — дешевизна и наличие качественного природного окисла. Однако на кремнии практически невозможно создать эффективный источник излучения. Это важно, поскольку основные задержки информации и потери электроэнергии сейчас происходят на межсоединениях, а максимальную скорость обеспечивает свет. В суперкомпьютерах и ЦОДах оптическая коммутация уже активно используется, но применять её для соединения между процессорами на одной плате энергетически невыгодно. Перевод электрических сигналов в оптический диапазон требует использования новых материалов. Однако пока совмещение кремниевых технологий с другими материалами — отдельная и непростая задача.

В общем, полупроводниковая индустрия сегодня находится в преддверии смены парадигм, когда традиционные технологии производства, материалы и вычислительные архитектуры уже не могут обеспечить дальнейшего прогресса ни в инфокоммуникационной отрасли, ни в других отраслях экономики, которая становится полностью цифровой.

По материалам

https://clck.ru/3M8BYM,
https://clck.ru/3M8BaE,
https://clck.ru/3M8Bcr,
https://clck.ru/3M8BeM,
https://clck.ru/3M8Bfc

МОДУЛЬНАЯ РЕКЛАМА

Дистанционные курсы обучения программированию микроконтроллеров STM32, AVR, Arduino, PIC и др.

Занятия проводятся по электронной почте или on-line с помощью программ с трансляцией экрана.

Обучение может быть направлено на решение стоящей перед вами задачи.

E-mail: micro51@mail.ru
т. +7-912-619-5167

* * *

Почему выбирают нас:
— собственный склад с регулярным пополнением;
— программа лояльности для постоянных клиентов;
— специальные условия для оптовых закупок.

www.radiodetali.perm.ru
Тел: 8-800-201-75-54

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Новый УВЧ-УПЧ для приёмников "Океан-209" и Selena

ХАЙО ЛОХНИ, Германия/Россия, г. Гай Оренбургской обл.

3.3. ВЧ узлы АМ-тракта

В АМ-тракт, как и в исходном приёмнике **"Океан-209"**, входят УВЧ, смеситель и гетеродин, но они были существенно доработаны.

3.3.1. УВЧ

В состав УВЧ входит каскад по схеме ОЭ/ОБ на транзисторах VT130 и VT131. АРУ реализована за счёт распределения тока между транзисторами VT131 и VT132. Этот каскад позволит оставить штатные резонансные контуры с высокой добротностью для эффективного подавления канала зеркального приёма. Дополнительная развязка на дросселе L132 в эмиттерной цепи транзистора VT130 нужна при применении слабых ВЧ-транзисторов (серия ГТ322 и отчасти КТ326Б). Для транзисторов КТ3108А и серии КТ3127 этот дроссель не нужен, но и не мешает.

При токе покоя 2,1 мА и соединении контакта 12 (ООС) с общим проводом этот УВЧ выдерживает многосигнальную смесь размахом до 30 мВ на входе (контакт XT17) при IM_3 = –40 дБ. К примеру, дополнительный резистор ООС номиналом 39 Ом на диапазонной планке увеличит этот допуск до 80 мВ, это не зависит от работы АРУ. Этим доработанный приёмник в разы лучше, чем аналоговые карманные приёмники нашего века, и это ещё без учёта высокой селективности УВЧ. Вместо дополнительного резистора ООС можно на диапазонной планке установить небольшую катушку индуктивности 1...0,2 мкГн (SMD типоразмера 1206) для диапазона частот 3...18 МГц. Индуктивная ООС почти не создаёт теплового шума и дополнительно подавляет помехи, поступающие из УКВ-диапазона. Для диапазонов ДВ-СВ эту ООС-индуктивность на диапазонной планке при необходимости можно подобрать в интервале 40...3 мкГн, особой добротности не требуется, подходят широкополосные дроссели.

Настройкой резистора R139 устанавливают предельную глубину АРУ, рекомендуется установить значение в интервале –12...–26 дБ, в зависимости от реальной эксплуатации с разными антеннами и установленного смесителя.

Резистор R134 подавляет СВЧ-наводки и самовозбуждение на УКВ. Контур C135L131 подавляет сигналы радиовещательного УКВ-диапазона примерно на 20 дБ для предотвращения появления искажений в транзисторе VT130 в городских условиях приёма. Этот контур рассчитан и настроен не на середину УКВ-диапазона (97 МГц), а на 103 МГц. Дело в том, что искажения IM_2 ($F_1 - F_2$) особенно мешают на высоких КВ-диапазонах. Эти ложные КВ-сигналы в диапазоне 10...20 МГц образуются от взаимодействия сигналов на краях УКВ-диапазона. Если подавить сигналы одной половины УКВ-диапазона особенно глубоко, то на высоких КВ-диапазонах будет меньше интермодуляционных сигналов от УКВ-станций. К тому же обычно УКВ-диапазон начинает "заселяться" на частотах выше 97 МГц. На пике резонанса контура C135L131 подавление сигналов УКВ-диапазона доходит до 40 дБ.

На месте транзистора VT130 стоит подобрать ВЧ-транзистор с $h_{21э} \approx 100$, чтобы на диапазонах ДВ и СВ образовался оптимальный входной импеданс. На КВ это обеспечит входное сопротивление не менее 400 Ом, и входной контур будет иметь высокую добротность, что важно для подавления зеркального канала приёма, и селективность в целом заметно улучшается. Транзисторы КТ326Б, КТ3108А, КТ3127А, КТ3162А будут хорошим выбором. Транзисторы серий КТ363, КТ3126 и КТ3128 не особо пригодны. Здесь можно применить хороший экземпляр транзистора ГТ322Б, если в цепь эмиттерной ООС установить дроссель, как это имело место в заводском варианте в старых приёмниках. Диод VD130 в этом случае должен быть серии Д9, он способствует стабилизации тока покоя, что позволит применить резистор R136 с небольшим сопротивлением и обеспечить большие постоянные напряжения на транзисторах для получения запаса при воздействии широкополосных импульсных помех.

Для АРУ с распределением тока на месте транзисторов VT131, VT132 подходят КТ3108А, КТ326Б, ГТ322Б. Их надо подобрать с $h_{21э} > 100$ для снижения искажений при работе АРУ.

3.3.2. Диодный смеситель (U160)

В заводской схеме диодный смеситель появился в начале 1970-х годов в приёмнике "Океан-205". Это был смелый прорыв, который помог решить много проблем, полученных от простого транзисторного смесителя. В первую очередь пропали практически все ложные сигналы на чётных гармониках гетеродина и заметно уменьшились интермодуляционные искажения. Наверное, такими были планы у конструкторов, и прототипы вполне могли этому соответствовать. Позже, в серийном производстве

Продолжение.
Начало см. в "Радио", 2025, № 8

приёмника из-за упрощений ему не хватало общего усиления, испортилась симметрия смесителя, поэтому задуманный прогрессивный диодный смеситель с завышенным затуханием 12 дБ превратился в проблему, и подавление паразитных спектров было не очень эффективным. К тому же диод Д9В оказался главным "вредителем", от которого не хотели отказываться, в том числе во многих других приёмниках высокой категории. В те годы слушатели АМ-радиовещания привыкли к многочисленным свистам на КВ и СВ, таким же образом это выдавали и приёмники серии "Океан" и Selena, в результате технологический прогресс не состоялся.

В приёмнике имеется мощный гетеродин, который способен при высокой частотной стабильности обеспечить на нагрузке сопротивлением 100...180 Ом напряжение размахом 1200 мВ (гетеродин на кремниевом транзисторе). Это обстоятельство определяет выбор диодов. Полуволны сигнала гетеродина с амплитудой 600 мВ приведут смесительные диоды в проводящее состояние. Было проверено много современных и доступных "старых" ВЧ-диодов, в результате вся серия Д9 была исключена из выбора. Почти все высокочастотные германиевые диоды (и импортные) при токе 1 мА и температуре +25 °С имеют напряжение около 300 мВ, как и ВЧ-диоды Шоттки серий КД922, КД419. Быстродействующие кремниевые диоды серий КД519—КД522 по плохому опыту в поздних выпусках приёмника из 1990-х годов не рассматривались, у них при напряжении 500 мВ только появляется пригодная проводимость, к тому же они имеют большие собственные ёмкости.

ВЧ-диод Шоттки КД922В при токе 1...2 мА имеет дифференциальное сопротивление 20...30 Ом. При питании смесителя сигналом размахом 1200 мВ для одного диода нужно установить сопротивление 140 Ом, чтобы пик тока был 1,8 мА. Тогда диоды в смесителе будут открыты в течение 80 % времени на сотни ом и 60 % времени — с низким импедансом. Это не меняется и на высоких КВ-диапазонах, так как эти диоды быстродействующие. Следовательно общий токоограничивающий резистор R161 в смесителе должен иметь сопротивление 68 Ом. У диодов серии КД922 задержка выключения составляет менее 1 нс, поэтому вблизи нулевого напряжения имеется промежуток времени, при котором все диоды закрыты. Импеданс такого смесителя мало зависит от частоты на КВ-диапазонах. Примерно такие же параметры будут при применении диодов 1Д508А, резистор R161 должен иметь сопротивление 68...82 Ом.

При применении диода Д311 на высоких КВ-диапазонах задержка выключения (8 нс) приводит к тому, что в момент переключения все диоды временно открыты, от чего импеданс смесителя падает с ростом частоты гетеродина, растёт затухание смесителя на 1...2 дБ на частоте 20 МГц.

В диодном смесителе необходимо избегать режима короткого замыкания для главных сигналов (входной, гетеродинный, ПЧ, зеркальная ПЧ, зеркальный входной), так как это существенно повлияет на токовый режим диодов и обеспечит спектральную чистоту сигнала ПЧ. Менее критично диодный смеситель ведёт себя с высоким импедансом для других сигналов, но и этого стоит глобально избегать. При этом не важно, на каком из входов эти режимы образуются, так как диодный смеситель работает в обоих направлениях одновременно. Идеально бы стремиться к чисто резистивному согласованию в широкой полосе частот для получения лучшей линейности. Не всегда нужно стремиться к "популярному" импедансу 50 Ом и при 200 Ом можно получить отличные результаты в широкой полосе частот. В предложенном варианте смесителя диодная матрица нагружена на импеданс в интервале 160...300 Ом, и поэтому не нужен большой пиковый ток гетеродина.

Для предотвращения интермодуляции в магнитопроводе в выходной КПИ смесителя применено отечественное изделие Q-4386 на четырёхсекционном каркасе с габаритным ферритовым магнитопроводом. Обмотки разделены по секциям и ПЧ-сигнал передаётся в области частоты 465 кГц исключительно через магнитное поле. Магнитопровод на этой частоте замкнут, и образуется качественный параллельный резонанс полосового фильтра к диодной матрице на частотах 430...500 кГц при сопротивлении нагрузки 150...300 Ом при малом КСВ. При преобразовании входного сигнала с помощью гетеродина ещё образуется ПЧ от зеркального канала, она попадает в область КВ. Трансформатор Т160 на частотах выше 2 МГц плохо передаёт сигнал в сторону УПЧ через магнитное поле, симметричная обмотка ведёт себя как дроссель для высокой зеркальной ПЧ. Это хорошо для защиты УПЧ, но энергия зеркального ПЧ-спектра (образуется в диапазоне 1...36 МГц) в виде повышенного напряжения вредила бы работе диодов. Для устранения этой проблемы в смеситель добавлена RC-цепь R160C160, поэтому на частоте выше 3 МГц резистор R160 выполняет функцию нагрузки для зеркальной ПЧ. Это решение даст расширение ДД смесителя примерно на 6 дБ для мощных сигналов при КВ-приёме и не уменьшит ДД по шуму. Для ДВ и СВ зеркальное согласование менее значительно, так как число мощных сигналов существенно ограничено из-за селективности УВЧ и от магнитной антенны сигналы в целом менее мощные.

На выходе смесителя установлен двухконтурный LC-фильтр со сложной топологией. Элементы Т160L160C161 формируют первый контур. По отношению к смесителю он работает как параллельный контур, а в составе фильтра — как последовательный контур. При этом КПИ L160 = 12 мкГн существенно улучшает подавление КВ-спектра из-за большого номинала у конденсатора связи С162. Второй контур C163L161C164 обеспечит согласование с УПЧ при дополнительном подавлении КВ-спектра. У этого ПЧ-фильтра АЧХ имеет ровную вершину протяжённостью 20 кГц, полосу 40 кГц (–6 дБ) и подавление –60...–80 дБ в диапазоне 4...20 МГц. Таким образом, на УПЧ поступают исключительно сигналы в области частоты 465 кГц в полосе 40 кГц. Смеситель может "выдать" многосигнальную смесь из 3—5 мощных АМ-сигналов размахом 100 мВ и искажениями –40 дБ между ними. Нет смысла делать полосу пропускания фильтра меньше, так как она должна идеально совпадать с полосой выходного УВЧ-контура для лучшего отбора мощности ПЧ-спектра и минимальных искажений в диодном смесителе. Ещё с более узкой полосой возросло бы затухание в фильтре.

Подобранные диоды обеспечат симметрию ключевого режима до 50 дБ, т. е. этот смеситель практически "глухой" на низкочастотных чётных гармониках гетеродина. Важное условие для обеспечения этого качества — симметричность обмоток, которая в заводском варианте не была обеспечена. Симметричность диодной обмотки у трансформатора Т160 важна ещё тем, что она обеспечивает подавление мощного гетеродинного сигнала на входе УПЧ и обеспечит максимальное напряжение гетеродина на диодах.

На ВЧ-входе смесителя установлен входной трансформатор на составном магнитопроводе из двух колец типоразмера К10×6×2 из ферритов М6000НМ и М600НН (М2000НМ/М400НН). Этот трансформатор обеспечивает симметрию по напряжению в диапазоне частот 0,05...20

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

(0,15...40) МГц. Лучше бы убрать среднее заземление у выходной УВЧ-обмотки связи на диапазонных планках. Это значительно расчистит разводку барабанного переключателя от "блуждающих" токов, повысит дальнюю избирательность, по зеркальному каналу это обеспечит улучшение подавления на 3...10 дБ.

При входном дифференциальном сигнале АМ 80 % размахом 80(240) мВ от УВЧ (контакты XT7, XT8) искажения по модуляции составляют –60(40) дБ. Примерно такая же картина образуется для IM_3 при размахе многосигнальной смеси 80(240) мВ. Это на порядок лучше, чем ожидаемое от популярных простых смесителей на ИМС SA612, К174ПС1 или К174ХА2.

Со стороны выходного УВЧ-контура (его обмотка связи) импеданс выходной обмотки должен быть более 200 Ом на ДВ, 300 Ом — на СВ, а на КВ — в интервале 50...300 Ом. Для проверочного расчёта следует предполагать ненагруженную добротность УВЧ-контура 50...100, и по соотношению витков резонансное сопротивление уменьшается до этих значений. В некоторых случаях уменьшение числа витков обмотки связи в выходной УВЧ-КПИ даёт лучший результат в комбинации с улучшенной селективностью выходного УВЧ-контура.

Коэффициент передачи по напряжению для разностного радиосигнала на контактах XT7, XT8 к входу УПЧ составляет –8 дБ, это улучшение на 3...4 дБ по сравнению с заводским смесителем. Если подавать на ВЧ-вход (XT7, XT8) сигнал частотой 465 кГц (тест на "пробитие" сигнала ПЧ), то при рабочем гетеродине на входе УПЧ он подавлен на 48 дБ. Сигнал гетеродина приёмника, настроенного на частоту 465 кГц, пройдёт на базу транзистора VT60 с размахом 5 мВ и не вызовет проблем при приёме ДВ или даже более низких частот. Вместе с избирательностью УВЧ это исключает паразитный приём на частоте 465 кГц. Недостаточное подавление сигнала ПЧ в заводских смесителях мешало АМ-приёму при использовании больших антенн.

Низкий импеданс со стороны УВЧ на всех внеполосовых частотах — немного неоптимальный момент в конструкции смесителя. Но так как выход смесителя и даже вход гетеродинного сигнала хорошо согласованы в широком частотном диапазоне, обратное преобразование от выхода ПЧ к входу УВЧ ослаблено в рамках концепции этого приёмника и не мешает хорошему приёму. Иными словами, если у диодного смесителя обеспечить согласование на двух входах, то на третьем можно допускать довольно большие нарушения без катастрофических последствий для ДД.

3.3.3. Гетеродин АМ-тракта

Отличная АЧХ в ФСС и высокая устойчивость усилителей к широкополосным помехам требуют от гетеродина сигнала с чистым спектром. Не только долгосрочная частотная стабильность имеет значение, также должен быть подавлен шумовой спектр несущей гетеродина — это кратковременная стабильность частоты, измеренная в течение миллисекунд и их долей. Для качественных КВ-генераторов на удивление лучше всего подходят не самые быстродействующие СВЧ-транзисторы, а среднего быстродействия с малым шумом на НЧ или быстродействующие переключательные транзисторы с малыми собственными ёмкостями, они тоже мало шумят на НЧ.

Несмотря на хорошие результаты при использовании транзистора ГТ322Б, германиевые транзисторы в гетеродине с заводскими катушками вырабатывают на смеситель сигнал размахом не более 800 мВ, тогда как с кремниевыми транзисторами получается 1200 мВ, благодаря чему смесительные диоды более выраженно работают в ключевом режиме. К тому же увеличение напряжения питания от заводского значения 4,4 В до 5,6 В даст нужный запас на коллекторе для большого размаха сигнала без гармоник.

Лучшим выбором для КВ-гетеродина был бы транзистор BC239C или SC239F (ГДР), но у него структура n-p-n, и здесь они не подходят, да их практически уже не найти. Серия транзисторов BC55x или 2N4403, 2N3906, КТ3107 могут на НЧ себя вести хорошо, но им не хватает быстродействия на КВ, как и транзистору КТ645, который применили в приёмниках выпуска после 1985 г.

Находкой оказался транзистор КТ326Б, ещё лучше ведут себя КТ3108А и КТ3162А, их надо подобрать с $h_{21э} > 100$. Тщательная фильтрация питания через фильтр R150C150 и конденсатор C152 минимизируют шумовой спектр. Дроссель в эмиттерной цепи уменьшит утечку ВЧ-токов, поэтому эмиттер получает максимальный ток, это особенно полезно на диапазонах ДВ и СВ.

На печатной плате существенно уменьшена длина проводников от транзистора до переключателя диапазонов, что полезно для частотной стабильности, снижает наводки с частотой 50 и 100 Гц, уменьшает паразитное излучение, и в контуре набирается меньше некачественной ёмкости. Для правильной работы гетеродина нужны доработки на диапазонных модулях [9]. Всегда необходимо наличие нагрузки сопротивлением 150...200 Ом, так как она напрямую повлияет на значение контурной индуктивности и частотные настройки, ещё меняется спектр гармоник от нагрузки. При сопротивлении нагрузки менее 100 Ом (XT5, XT6) генерация может прекратиться или не запуститься.

3.4. Двухчастотный УПЧ

Основное усиление и регулировка усиления (АРУ) происходят в двухчастотном УПЧ (10700 кГц и 465 кГц) с участием узлов УПЧ60, УПЧ70, УПЧ80 и УПЧ90.

3.4.1. УПЧ 60

УПЧ60 представляет собой каскад по схеме ОЭ/ОБ на транзисторах VT60, VT61 с каскадом АРУ на транзисторе VT62 с распределением тока между транзисторами VT61 и VT62. Существенная ООС (R60 = 51 Ом) в эмиттерной цепи транзистора VT60 при токе покоя 2,7 мА обеспечит линейность для многосигнальной смеси размахом до 120 мВ с искажениями не более –40 дБ и фазовую линейность ЧМ-сигнала до размаха 140 мВ. Это не зависит от работы АРУ.

Транзистор VT60 получает ЧМ-сигнал на частоте 10700 кГц с импедансом 60 Ом из трансформатора T50, что хорошо сказывается на отношении С/Ш. Малый импеданс этого трансформатора позволит применить разные ВЧ-транзисторы, годен и транзистор ГТ322Б (VD164 должен быть серии Д9).

Согласование диодного смесителя с УПЧ60 осуществляется через двухконтурный фильтр (T160, L161) и оптимизировано по малому затуханию для малого шума. Сигнал ПЧ поступает с ёмкостного делителя C163C164 импедансом 200 Ом, поэтому резистор R163 сопротивлением 6,8 кОм не портит отношение С/Ш, и УПЧ60 (VT60) работает с минимальным шумом. При использовании активного смесителя резистор R163 сопротивлением 200 Ом отвечает за формирование АЧХ дополнительного ФСС и не портит шум тракта.

АРУ рассчитана на то, что при многосигнальной смеси размахом 120 мВ полезный сигнал на центральной частоте 465 кГц может иметь размах до 45 мВ. В таком случае транзистор VT62 перехватит ток на 98,7 %, и глубина АРУ доходит до 38 дБ (80 раз). Резистором R69 воз-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

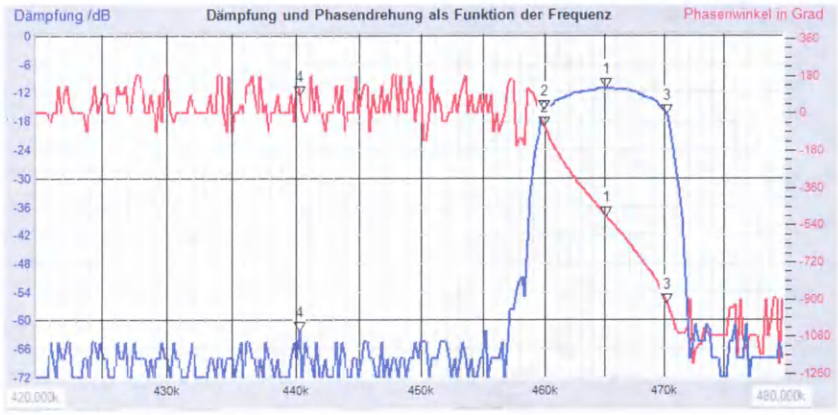


Рис. 13

можно "докрутить" предельную глубину АРУ до –50...–60 дБ, но это нарушило бы в тракте равновесие по распределению усиления, затухания и селективности, и в итоге пострадало бы отношение С/Ш, даже для мощных сигналов. К тому же полезный сигнал размахом 45 мВ идеально соответствует качеству диодного смесителя для АМ-приёма и очень высокому качеству при односигнальном приёме.

УПЧ60 нагружен на последовательно соединённые LC-контур (Т60) с резонансной частотой 10700 кГц и LC-контур (L60) с резонансной частотой 465 кГц. Особенность в том, что контур на L60 выполнен со строго симметричной обмоткой, и поэтому оба конца его обмотки заземлены на частоте 10700 кГц. Это существенно повысит стабильность работы всего УПЧ на частоте 10700 кГц при максимальном усилении.

В полосе пропускания полосовых фильтров УПЧ60 нагружен на сопротивление 1,5 кОм на частоте 465 кГц и 2 кОм — на частоте 10700 кГц. Вне полосы пропускания нагрузка может принимать значение до 3 кОм и 4 кОм соответственно. Поэтому усиление в режимах АМ и ЧМ почти одинаковое с учётом последующих ФСС, и для УПЧ60 не нужно менять глубину АРУ для режимов АМ и ЧМ.

На контакте КТ60 допускается размах сигнальной смеси до 3,5 В из-за ограниченного напряжения питания 5,6 В (искажения менее –40 дБ). Сигнальный ток транзистора VT61 допускается размахом до 1,17 мА при АМ-приёме и 0,87 мА при ЧМ-приёме в случае бездействия АРУ при отсутствия полезного сигнала, но при мощных сигналах на соседних каналах. В такой ситуации на входе УПЧ60 допускается размах мешающего соседнего АМ-сигнала 70 мВ при приёме очень слабого сигнала, и это в целом впишется в возможности смесителя и УПЧ60. Это тоже важно для устойчивости при воздействии широкополосных импульсных помех, которые в полосе пропускания 40 кГц доходят до выхода УПЧ60.

Для КПИ L60 и L61 использованы изделия Q-4386 или аналогичные с большим магнитопроводом, интермодуляция в магнитопроводе не замечена при наличии мощных соседних сигналов.

3.4.2. ФСС АМ-тракта

АМ-тракт рассчитан на применение ПКФ серии ФП1П1-60-02, хотя на печатной плате предусмотрены варианты установки импортных ПКФ серий CFW и CFWM и ЭМФ серий ФЭМ4-54-xxx. УПЧ для АМ можно настроить на центральную частоту в диапазоне 450...500 кГц с соответствующей коррекцией контурных конденсаторов, которые указаны для ПЧ 465 кГц.

Идеально было бы согласовать качественный ПКФ исключительно на резистивную нагрузку, но на практике найти идеальный ПКФ не просто. Есть необходимость скорректировать реактивными элементами мелкие дефекты в АЧХ подобранного хорошего ПКФ, подогнать сопротивление согласования в интервале 3...4,7...5,6 кОм. Лучше всего такую коррекцию можно осуществить двухконтурными LC-фильтрами на входе/выходе ПКФ, так как в пределах полосы пропускания ПКФ 10 кГц можно настроить разного вида корректирующие АЧХ, в том числе и нейтральную ровную. С одноконтурным согласованием не избавиться от ошибок в АЧХ и нейтральную АЧХ не настроить.

ФСС (Z72) определяет в первую очередь близкую канальную селективность, но с компромиссом по дальней селективности — это проблема всех пьезокерамических ФСС на частотах 450...465 кГц и ЭМФ с пьезокерамическими преобразователями на частотах 128...500 кГц. Дальняя избирательность УПЧ набирается с помощью остальных трёх двухконтурных LC-фильтров тракта, и она составляет в целом не менее 80 дБ. Для работы от встроенных антенн этого достаточно, и по этой причине не будет побочного приёма.

На **рис. 13** показана сквозная АЧХ УПЧ от базы транзистора VT60 до базы транзистора VT90 с применением ПКФ серии ФП1П1-60-02, часто встречаемого среднего и вполне достаточного качества. Этот ПКФ был выбран для качественного радиовещательного приёма на КВ с модуляцией до частоты 5 кГц, его полоса пропускания — 10,8 кГц (–6 дБ) и обеспечит 8 % запас для аналоговой настройки приёма с помощью КПЕ "на слух".

Входное согласование ПКФ со стороны КПИ L60, L61 осуществляется за счёт относительно высокой добротности LC-контуров, в идеале в этом двухконтурном фильтре должна быть ровная вершина АЧХ на протяжении 11...12 кГц и побочные резонансы от ПКФ в диапазоне 420...440 кГц заметно подавлены (маркер 4 на рис. 13). Выходной согласующий фильтр на КПИ L73, L74 настроен на более широкую полосу пропускания, так как он должен принимать сигнал от ПКФ с импедансом 4,5 кОм по всей его полосе пропускания. Поэтому этот фильтр имеет полосу пропускания около 40 кГц, не влияет на канальную селективность и даёт большую свободу по коррекции АЧХ. На **рис. 14** показана АЧХ фильтра на КПИ L73, L74 при подаче сигнала от источника импедансом 4,7 кОм (вместо ПКФ). Полоса сканирования — 160 кГц.

Этот согласующий фильтр имеет на выходе (синяя кривая) ровную вершину в диапазоне более 10 кГц (всего одно деление). На входе (жёлтая кривая) впадина имеет минимальный перепад в диапазоне 10 кГц. Поэтому согласование ПКФ во всей полосе пропускания — почти резистивное (4,7 кОм), так как во впадине напряжение составляет 50 % от напряжения, поступающего непосредственно из источника сигнала. Но если немного подстроить КПИ, можно существенно внести наклоны и асимметричные коррекции без грубого нарушения общего согласования. Очень удобно, что на краях полосы пропускания 10 кГц входная АЧХ имеет подъёмы, а это завышенный импеданс для ПКФ в пользу прямоугольности и крутых скатов при коррекции. Подборный резистор R71 определяет резистивную нагрузку для ФСС Z72, и конденсатор C75 определяет связь контуров и тем самым задаёт форму АЧХ.

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

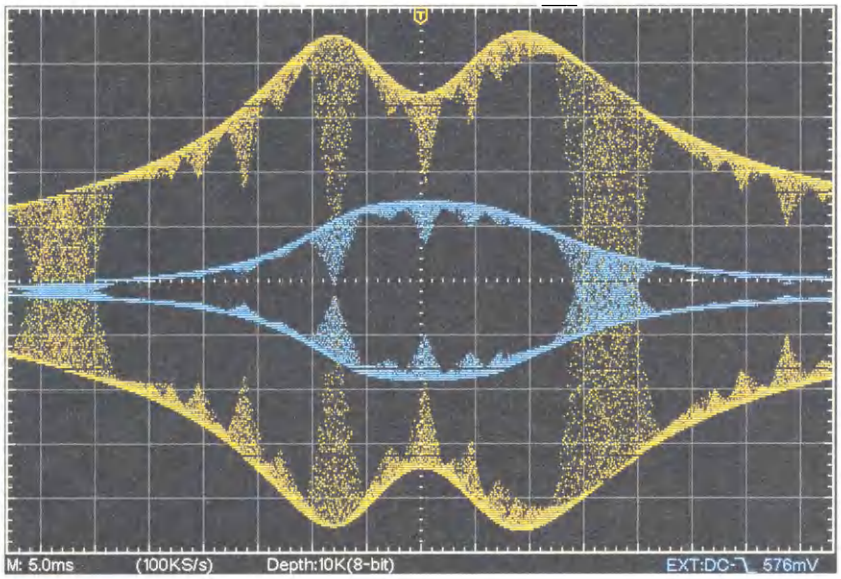


Рис. 14

3.4.3. УПЧ 70/80

Транзисторы в УПЧ70/80 включены по схеме ОЭ-ОЭ с большим начальным усилением транзистора VT80, большой глубиной АРУ и с большой развязкой входа от выхода, всё это с малым шумом во всех режимах. Большая развязка достигнута малым импедансом (R73 на КТ70). При токе покоя 1 мА транзистора VT70 его эмиттерный импеданс составит 30 Ом, и его усиление определяется отношением к резистору R73 и составляет 7,6 дБ (2,4 раза). Транзистор VT70 подбирают с $h_{21Э}$ = 100...130, его входное сопротивление будет около 3 кОм для сигналов на ПЧ 465 кГц и около 500 Ом — на ПЧ 10700 кГц. Подборными резисторами R70 и R71 корректируют правильное согласование с полосовыми фильтрами.

Выбор транзистора VT80 продиктован сохранением АЧХ последующих фильтров при глубоком действии АРУ. В прототипе успешно применён транзистор ГТ322Б выпуска декабря 1971 г. ($h_{21Э}$ = 80...100) с незначительным влиянием на АЧХ последующего ЧМ-фильтра. Лучше всех работает транзистор КТ3127А, он абсолютно не искажает АЧХ последующего фильтра на элементах T80, L80 и не уменьшает добротность фильтра на КПИ L81, L82. Резистором R72 задают рабочий режим транзистора VT70 с током покоя 1 мА.

На стыке транзисторов VT70 и VT80 предусмотрена контрольная точка КТ70 с универсальным назначением, это позволит проводить замеры АЧХ фильтров до транзистора VT70, а также позволит подавать пробный сигнал для проверки тракта в сторону транзистора VT80 и за ним. К этой точке можно подключать измерительные приборы с импедансом 50/75 Ом или щуп осциллографа. Следует применить конденсатор ёмкостью 100 нФ для развязки измерительного прибора с низким импедансом.

АРУ в транзисторе VT80 осуществляется за счёт уменьшения тока покоя, при этом увеличивается эмиттерный импеданс $R_Э$ = 26 мВ/$I_Э$ (мА). Транзисторы серий ГТ322А и КТ3127А разработаны для АРУ по этому принципу. Ток покоя зависит от транзистора VT43, он вырабатывает ток в интервале 1,5...0,015 мА, чем усиление меняется в 100 раз (40 дБ) в режиме АМ. Предельный ток 15 мкА определяется резисторами R39, R39A при напряжении на них 450 мВ. В режиме ЧМ уменьшением тока достигается глубина АРУ до 28 дБ. Предельно малый ток покоя увеличен от прежнего 15 мкА до 60 мкА за счёт включения резистора R38. У транзистора КП301Г во включённом состоянии сопротивление канала около 1 кОм. Можно применить КП301Б (как в детекторе АРУ), более современные КП508 и аналогичные и соответственно немного увеличить номинал резистора R38.

При мощном АМ-сигнале размахом 25/15/8 мВ на базе транзистора VT80 ток покоя уменьшается под действием АРУ до 15/35/100 мкА, и эмиттерный импеданс этого транзистора составляет 1,7/0,75/0,26 кОм. Вместе с конденсатором C45 образуется блокировка эмиттера на частотах среза 10/20/33 Гц, и искажения сигналов басовой части спектра останутся минимальными при АМ 80 %. При размахе сигнала менее 8 мВ на транзисторе VT80 эта проблема стремительно исчезнет. С этой НЧ-блокировкой мощный АМ-сигнал будет иметь приятный мягкий тембр без бубнения и компрессии.

Имеется особенность применения конденсатора C79A. Если его нет, а во многих микросхемных решениях это именно так, кроме УПЧ получим ещё и паразитный УНЧ, но с нагрузкой в виде резистора R74, усилением около 100 и значительным шумом в области НЧ от транзистора VT70. Этот шум попадает на транзистор VT80 и модулирует полезный АМ-сигнал. В результате в спектре изначально чистого АМ-сигнала появится существенное НЧ-зашумление. Конденсатор C79A убирает этот НЧ-шум на частотах выше 2 Гц, и аудиоспектр после демодуляции не зашумлён и не бурлит. Этот конденсатор не влияет на работу АРУ.

Комбинация этих двух усилителей, включённых по схеме с ОЭ, ещё создаст особо глубокую компенсацию их нелинейностей при сигналах среднего уровня. И при большом размахе сигнала 15(30) мВ на транзисторе VT80 искажения составляют –56(–40) дБ, что является улучшением по сравнению с простым каскадом с ОЭ на 3...6 дБ. Соответственно, при АМ(ЧМ) на базе транзистора VT70 допускается сигнал размахом до 6(12) мВ после действия АРУ в УПЧ60.

3.4.4. Антишумовой фильтр ПЧ Z80, Z81

При отсутствии радиосигнала или при слабом сигнале имеется существенный размах широкополосного шума на выходе УПЧ70/80. Демодуляторы не имеют выраженной канальной селективности, и на аудиовыходах это вызвало бы заметный уровень пустого НЧ-шума. Этой болезнью страдают многие приёмники, особенно на микросхемах, где после монолитного УПЧ со своим огромным усилением сразу следует неселективный демодулятор.

В новом варианте возвращаемся к добрым традициям ламповых схем, с качественными полосовыми фильтрами устраняется лишний шум на частоте 10700 кГц (T80, L80) и частоте 465 кГц (L81, L82). Полезный сигнал при этом проходит без ограничения спектра, энергия "пустого" белого шума вне спектра сигнала уменьшена на 6...10 дБ и не забивает диодные демодуляторы.

Мало того, можно подобрать настройку фильтра на частоте 465 кГц таким образом, чтобы пики в АЧХ улучшали прямоугольность сквозной АЧХ всего тракта.

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Это полезно при закруглённой АЧХ некоторых типов ПКФ. Так как и при АМ ситуация односигнальная и АРУ держит уровень АМ-сигнала на безопасном малом значении, особо рекомендуется для КПИ L81 и L82 применить оригинальные ПЧ КПИ (после ревизии) с собственной добротностью более 250 (бывает и до 300) и наладить АЧХ по примеру, показанному на **рис. 15** (масштаб — 5 кГц/дел.).

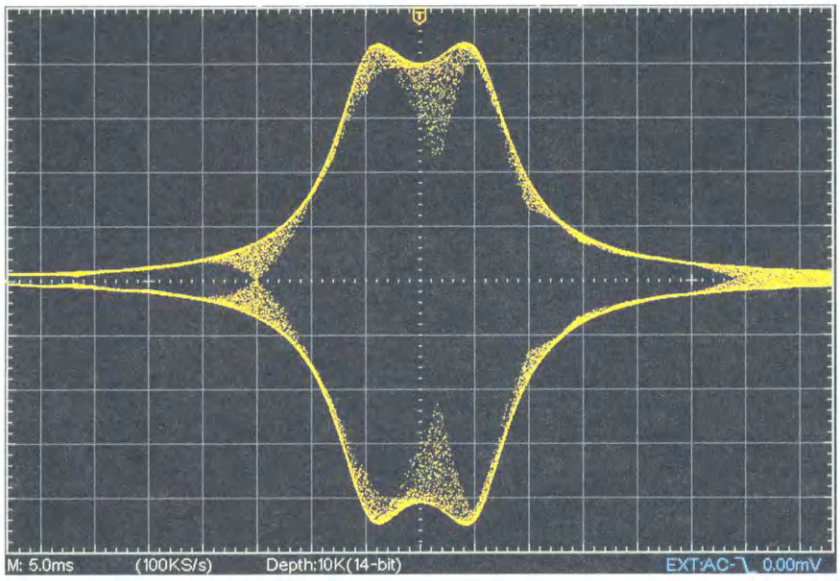


Рис. 15

Пики с уровнем +1 дБ расположены при отстройке ±4 кГц от центральной частоты, полоса пропускания по уровням 0/–3/–6 дБ составляет 12/15/18 кГц, и полезный АМ-сигнал проходит с полноценным спектром. В области частот 425...440 кГц затухание составляет 32...26 дБ и компенсирует недостаток в АЧХ ПКФ на этих частотах. Уменьшением ёмкости конденсатора C86 можно наладить плоскую вершину и полосу пропускания по уровню 0/–3/–6 дБ уменьшить до 10/12/15 кГц. Однако будет сложно обеспечить стабильность АЧХ при такой предельной настройке, потребуется ещё подборка ТКЕ контурных конденсаторов.

3.4.5. Разгонный УПЧ90

УПЧ90 на транзисторах VT90, VT91 построен по схеме ОК/ОЭ. Сопротивления эмиттерных резисторов R92 и R94 подобраны обратно пропорционально токам покоя, искажения на выходе уменьшаются на 12...14 дБ по сравнению с работой транзистора VT91 в отдельности. Поэтому на транзистор VT90 допускается подавать входной сигнал размахом до 45 мВ, и на коллекторе транзистора VT91 при этом создаётся сигнальный ток ±1 мА без существенных искажений при токе покоя 6,7 мА. УПЧ90 должен вырабатывать выходной АМ-сигнал размахом до 6...9 В с искажениями менее –66 дБ при АМ 50 %. Каскад имеет отличную температурную стабильность режима, транзисторы компенсируют изменения друг друга. Резистор R93 задаёт ток покоя транзистора VT90 1 мА, и $K_{ПЕР}$ = 0,82 от базы к эмиттеру, как и у транзистора VT91, и на резисторе R94 образуется сигнал размахом 30 мВ без искажений. Ток покоя транзистора VT91 задаётся делителем R90R91, и его устанавливают подборкой резистора R91, так как резистор R90 участвует в нагрузке фильтра. Каскад с ОК при подаче сигнала от катушки индуктивности склонен к самовозбуждению на УКВ за счёт ёмкостей транзистора и малой индуктивности отвода у КПИ L80. Ферритовая бусина L90 с малой добротностью эффективно мешает УКВ-генерации без влияния на сигнал. Можно альтернативно параллельно малой части L80 установить резистор сопротивлением 2...5 кОм, который уменьшает добротность УКВ-контура без особого влияния на полезный сигнал. Входной импеданс транзистора VT90 составляет несколько килоом и мало влияет на селективность антишумовых фильтров. УПЧ90 работает при больших сигналах размахом 5...45 мВ на базе VT90, и нет смысла оптимизировать его по шуму.

3.5. АМ-демодулятор Z110, U110

АМ-демодулятор (LC-контуры, диоды, резисторы до R26) образует на коллекторе транзистора VT91 нагрузку 7 кОм. При предельном неискажённом сигнальном токе ±1 мА это вызывало бы размах сигнала напряжением до 14 В, при напряжении питания (через дроссель L91) более 8 В. Система АРУ должна обеспечить отсутствие искажений при самом низком напряжении питания 6,3 В, и это обеспечено при штатном пиковом сигнальном токе ±0,7 мА. Соответственно на входе УПЧ90 нужно ограничить пики сигнала при модуляции до 32 мВ (размах) за счёт работы АРУ в транзисторе VT80. Тогда при полном штатном напряжении питания имеется хороший запас до 6 дБ для импульсных помех, и среди помех аудиосигнал останется разборчивым для слуха.

При правильной разработке усилительного тракта искажения при демодуляции АМ-сигнала возникают по двум причинам. Первая причина состоит в кривизне ВАХ диодов при недостаточном размахе сигнала и малом сопротивлении нагрузки после диодов. Если диодам обеспечить нагрузку сопротивлением несколько десятков килоом, можно отлично выполнять эти требования, и диоды работают в явно выпрямительном режиме. Популярное техническое решение за счёт смещения диодов подпороговым напряжением помогает только при очень малом сигнале, а это проблема простых приёмников с малым усилением. При большом размахе это смещение мешает уменьшению искажений, поэтому в солидных конструкциях это не применяется. Вторая причина — интермодуляция в магнитопроводах катушек индуктивности и трансформаторах при мощном сигнале. Поэтому в предложенном АМ-демодуляторе применяются относительно габаритные КПИ с большими магнитопроводами.

Резонансные контуры в двухконтурном LC-фильтре имеют добротность около 35 за счёт резистора R804 и нагрузки диодами при собственной добротности более 120 (типично 150). Конденсатор C111 обеспечит плоскую вершину АЧХ в полосе пропускания 15 кГц. Диодный выпрямитель на частоте полезного ПЧ-сигнала работает от источника сигнала с постоянным импедансом, поэтому искажения во всём аудиоспектре останутся одинаково малыми. Конденсатор C114 за шесть периодов ПЧ-сигнала достигает конечного заряда (99 %) переходного процесса и обеспечит достаточное сглаживание между импульсами,

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

в связи с чем выпрямитель крайне аккуратно работает вдоль огибающей АМ-сигнала.

Резистор R111 обеспечит высокоомную нагрузку для диодов, они будут всегда в выпрямительном режиме, что обеспечит низкий уровень искажений. ФНЧ R26C23 осуществляет дополнительное подавление пульсаций и сигналов с частотой более 28 кГц, при этом не ограничит спектр аудиосигнала. Этим новый АМ-демодулятор принципиально отличается от обычных, в которых "убивают" входной качественный радиосигнал сглаживающим конденсатором с излишне большой ёмкостью.

Ещё одной особенностью этого АМ-детектора является большое соотношение сопротивлений резисторов R111 и R26, которое важно для того, чтобы выпрямленное и сглаженное напряжение на конденсаторе C23 не мешало разрядке конденсатора C114 в минимуме глубокой модуляции. Таким образом, на конденсаторе C23 формируется НЧ-сигнал, соответствующий огибающей АМ-сигнала. Сопротивления для процесса зарядки и разрядки конденсатора C23 почти одинаковые для всего НЧ-спектра и для любых перепадов в аудиосигнале. Именно для этого делителя нужно было столь сильно "разгонять" сигнал в УПЧ90 для АМ-демодулятора. Такое решение обеспечивает минимальные искажение и при АМ 50...80 % для всех частот НЧ-спектра, и ещё выручает при избирательном фединге. Даже при АМ 100(120) % искажения останутся ближе к –36...–40 (–26) дБ, и приёмник выдаст разборчивый аудиосигнал в случае кратковременного сильного фединга.

Схема АМ-демодулятора с удвоением напряжения была выбрана по причине симметричной нагрузки для обоих полуволн синусоидального сигнала. Это существенно снизит помехи излучения на самой ПЧ и опасность самовозбуждения. Цепь R110C113 создаёт компромисс между уменьшением импульсной нагрузки LC-контуров и хорошей передачи огибающей АМ-сигнала. Поэтому при приёме на СВ от встроенных антенн на частотах 930 и 1395 кГц практически нет свиста, а это частая "болезнь" СВ-приёмников и устраняется либо линеаризацией работы последнего УПЧ и демодулятора, либо затратной экранировкой этого узла.

Двухконтурный фильтр в АМ-демодуляторе не улучшает канальную селективность по соседним сигналам, но существенно улучшает общую селективность, в том числе подавление паразитных резонансов ПКФ в диапазоне частот 400...440 кГц, и снижает широкополосный шум от УПЧ90. На **рис. 16** показана сквозная АЧХ, измеренная подачей сигнала на КТ70 и снятии сигнала с КТ2, это показывает селективность УПЧ после ФСС.

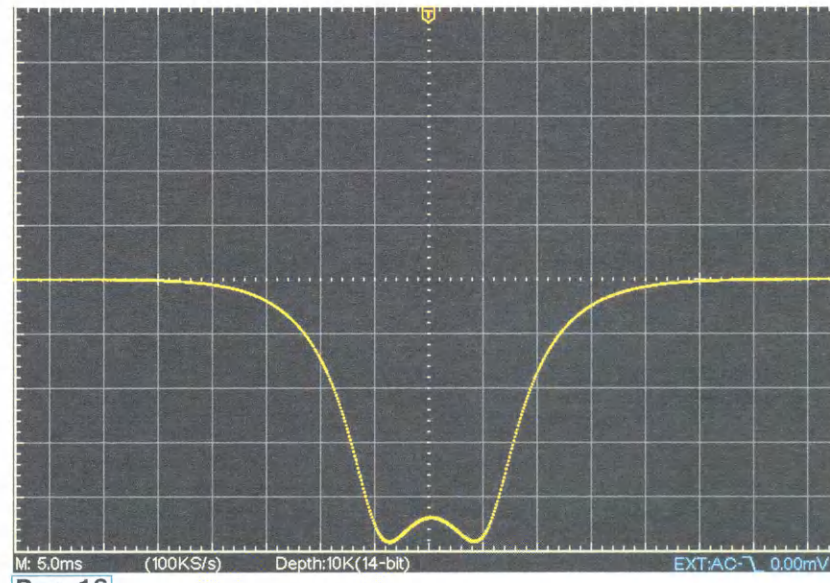


Рис. 16

Для полезного сигнала доминирует антишумовой фильтр (сравнить с АЧХ на рис. 15). На критических частотах 400...440 кГц подавление достигает более 40 дБ, и УПЧ в целом с ПКФ не отзывается на побочные сигналы.

3.6. АРУ

В радиовещательных приёмниках редко встречается сложная АРУ, но в новом варианте выстроена чёткая эстафета по снижению усиления в усилителях, что обеспечит безупречное отношение С/Ш с малыми искажениями.

3.6.1. Детектор АРУ (U40, VT90)

Детектор АРУ не должен отзываться на слабые сигналы, а при мощном сигнале должен заходить в насыщение. При этом не требуется особой линейности относительно АМ-сигналов. В заводских приёмниках отдельный детектор АРУ был вроде бы правильным схемным решением. Однако его мощные выпрямительные импульсы портили неисправимым образом работу АМ-демодулятора, поэтому не было возможности избавиться от этих искажений на аудиовыходе.

В новом варианте применён активный детектор АРУ на MOSFET серии КП301, у которого отсутствуют выпрямительные импульсы тока в сторону УПЧ и АМ-демодулятора. Через резистор R40 подаётся напряжение смещения, устанавливаемое резистором R41, типично в интервале –2,7...–3,5 В для транзистора КП301Б. При таком напряжении транзистор VT40 окажется на пороге открывания с нулевым током покоя при отсутствии радиосигнала и присущем фоновом шуме тракта. В такой ситуации на этом транзисторе напряжение останется близко к напряжению питания (КТ40). Через конденсатор C40 на затвор транзистора VT40 поступает ПЧ-сигнал с полным размахом, а его малая входная ёмкость мало повлияет на частоту резонанса на контуре T90 и L110C110. Как только появится "читабельный" ПЧ-сигнал, отрицательные полуволны откроют транзистор VT40 и ростом их амплитуды уменьшится усреднённое напряжение на КТ40. Из-за длинной параболической ВАХ и малой крутизны у старых транзисторов первого поколения серий КП301 (КП304) при росте сигнала получается умеренное снижение напряжения на стоке, АРУ работает мягко на длинной характеристике, и нет смысла искать "крутой" современный СВЧ-транзистор взамен. Конденсатор C42 сглаживает ВЧ-импульсы с частотой среза ФНЧ (C42R43) около 50 кГц, конденсатор C43 большой ёмкости определяет общую инерционность АРУ с постоянной времени 600 мс (C43R44). Сопротивление канала транзистора VT40 может предельно уменьшиться до 0,5 кОм (насыщение), и при мощном импульсе (резком появлении мощного сигнала) АРУ в первый момент отзывается ускоренно. При работе АРУ при малом и медленно меняющемся АМ-сигнале транзистор VT40 всегда остаётся в пологой горизонтальной части выходной ВАХ, в режиме с большим динамиче-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

ским сопротивлением более 50 кОм, подобно источнику тока. Поэтому постоянная времени АРУ остаётся довольно большой и при приёме радиовещательного сигнала АРУ отработает без "нервозных" перепадов.

Резистор R43 компенсирует моменты инерционности второго и высшего порядков, чтобы АРУ среагировала без колебательных процессов. Компромиссный номинал подобран по комфорту при прогулке по диапазонам. Остаточная ПЧ-пульсация (треугольная форма) на КТ40 составляет не более 50 мВ на частоте 465 кГц, и детектор АРУ никак не "фонит" помехами на СВ и КВ, пульсации с частотой 10700 кГц практически отсутствуют. При использовании транзистора КП304 из-за его большей крутизны АРУ работает более активно и оставит на выходе меньше перепада сигнала, но всё равно это приятно и мягко на слух.

3.6.2. УПТ1 (A40)

УПТ1 работает на ведущую петлю АРУ (УПЧ80), управляемый источник тока на транзисторе VT43 вырабатывает для УПЧ80 ток покоя, от которого зависит усиление транзистора VT80 (крутизна, эмиттерный импеданс).

Напряжение на КТ40 изменялось бы в интервале –5,6...–0,45 В при поступлении сигнала размахом 0...15 В (на КТ90). Штатное изменение сигнала на КТ40 составляет –5,6....–1,1 В для АМ-сигналов размахом на КТ90 до 9 В. Транзистор VT41 разгрузит RC-цепь R44C43, и на КТ41 образуется смещённое и поделенное напряжение в рабочем интервале –1,35...–0,15 В, оно имеет малый ТКН. На транзисторе VT42 и диоде VD40 формируется напряжение смещения 0,9 В с отрицательным ТКН около –4мВ/К. На базу транзистора VT43 подаётся управляющее напряжение в интервале —2,02...—0,95 В при растущем радиосигнале.

Транзистор VT43 работает как идеальный источник тока, к его эмиттерной цепи подключены несколько цепей, ими задаётся ток покоя. Цепь на транзисторе VT43 и светодиоде HL31 имеет тоже ТКН = –4мВ/К, и напряжение на резисторе R37 не зависит от температуры, только от работы АРУ.

Начальный максимальный ток 1,5 мА транзистора VT43 (для VT80) определяется в основном цепью R37HL31 и напряжением на КТ30 (–1,38 В). На резисторе R37 при отсутствии радиосигнала падает напряжение 330 мВ, — это есть ключевой параметр и для проверки, и для налаживания. При растущем радиосигнале уменьшается напряжение на КТ30, из-за чего ток через светодиод HL31 быстро уменьшается, так же быстро уменьшаются ток и усиление транзистора VT80. При напряжении менее 1 В на КТ30 ток через светодиод HL31 приближается к нулю. С этого момента ток определяется только резисторами R39+R39A и изменяется не быстро, всего в два раза до предельного состояния, это 6 дБ по АРУ. При участии светодиода HL31 на первом участке характеристики АРУ в транзисторе VT80 отрабатывается 34 дБ регулировки. А во второй пологой части характеристики всего на 6 дБ, зато более быстро АРУ работает в каскадах ближе к входу радиотракта — это и есть заветная эстафета АРУ. Минимальный ток транзистора VT43 (VT80) определяется суммой сопротивлений резисторов R39+R39A, при минимальном напряжении –0,45 В на КТ30 его значение составляет 15 мкА.

При приёме ЧМ усиление в УПЧ80 и УПЧ90 в четыре раза меньше, и поэтому глубина регулировки АРУ 40 дБ вредила бы отношению С/Ш. Транзистор VT33 и резистор R38 увеличат минимальный ток при ЧМ-приёме, и это ограничит глубину АРУ до 28 дБ.

Конденсатор C80 обеспечивает блокировку по ПЧ, а конденсатор C45 берёт на себя токовые импульсы эмиттера транзистора VT80 при мощной бас-модуляции. При максимальном усилении и слабом сигнале это ещё не сработает, да и не нужно, частота среза в цепи эмиттера VT80 составляет 0,6 кГц, и это не мешает динамике АРУ в крутой части её характеристики. А когда сигналы на базе транзистора VT80 достигнут нескольких милливольт и усиление уменьшится на 20 дБ, частота среза опускается ниже 100 Гц, предельно до 10 Гц. Это предотвратит выпрямление в транзисторе VT80 бас-модуляции и её искажённую передачу. И в этом режиме это не вредит динамике АРУ, так как характеристика для ведущей петли АРУ — пологая.

Конденсатор C44 подавляет остатки бас-модуляции из сигнала АРУ, и низкий уровень искажений обеспечен по всему спектру модуляции 0,05...10 кГц и при всей сигнальной динамике. Ещё этот конденсатор подавляет НЧ-шум транзистора VT43, который модулировал бы параметры транзистора VT80.

3.6.2. Распределительный УПТ2 (A21)

Распределительный УПТ2 в АРУ (A41) вырабатывает все сигналы для ведомых петлей АРУ и сигнал на индикатор АМ-приёма по итогам работы всей АРУ.

При отсутствии радиосигнала на транзисторы VT140, VT141 поступает предельное напряжение –1,38 В (КТ30), и они через свои эмиттерные резисторы генерируют токи 110...130 мкА, которые оставят подключённые к ним УВЧ и УПЧ при максимальном усилении.

С ростом радиосигнала уменьшается напряжение на КТ30, а напряжение на КТ31 останется сначала хорошо стабилизированным из-за действия HL31. Поэтому сначала меняется ток только у транзистора VT140 в УПЧ60. На его эмиттере из-за резистора R141 имеется напряжение 200 мВ (расчётная ЭДС), и при напряжении 650 мВ на КТ30 ток транзистора VT140 практически исчезнет, поэтому УПЧ60 будет доведён до минимального усиления, установленного резистором R69. Из-за стабилизирующего действия светодиода HL31 ток транзистора VT141 при слабых сигналах долго не меняется и УВЧ, а также УПЧ50 при приёме ЧМ, остаётся при полном усилении. И только на конечной части характеристики АРУ ток транзистора VT141 уменьшается, что постепенно переведёт УПЧ50 и УВЧ (A130) в режим с минимальным усилением. Диоды VD140, VD141 развязывают УВЧ (A130) и УПЧ60 по постоянному току при переключении приёма УКВ и АМ.

Источник тока на транзисторе VT32 вырабатывает на индикатор приёма во всей сигнальной динамике равномерно изменяющийся ток, от чего индикатор обладает наглядной информативностью на весь ДД (90 дБ). При приёме ЧМ транзистор VT32 закрывается за счёт тока через светодиод HL30 и не мешает работе АРУ.

4. Заключение

Предложенные схемные решения могут быть применены для доработки многих других транзисторных приёмников. Схемы узлов не требуют применения элементов с работой на предельных параметрах, поэтому их легко адаптировать для использования в других устройствах. По итогам разработки и эксплуатации этого УВЧ-УПЧ была разработана схема на транзисторах для приёмников "Океан" и Selena с плюсовым питанием выпуска после 1985 г., и это — уже другая история. Для построения предложенного УВЧ-УПЧ нужно тщательно собрать все компоненты, о них приводятся сведения в следующем разделе.

ЛИТЕРАТУРА

9. **Лохни Х.** Радиоприёмники семейства "Океан" и Selena. Часть 5. Планки переключателя диапазонов. — Радио, 2023, № 10, с. 14—27.

(Продолжение следует)

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

НОВОСТИ ВЕЩАНИЯ

Раздел ведёт В. ШЕПТУХИН (R5GF), г. Липецк

РОССИЯ

АЛТАЙСКИЙ КРАЙ. Радиостанция "Катунь FM" расширила местное вещание, появилось два новых блока — утренний и вечерний (с 6 до 11 ч и с 17 до 19 ч по местному времени), которые состоят из собственного музыкального плейлиста, местных рубрик, новостей и джинглов (источник — URL: **https://vk.com/teleradio22?w=wall-199537691_1458** (21.07.25)).

БАШКОРТОСТАН. С 1 июля 2025 г. в Уфе на частоте 98,3 МГц началось вещание радиостанции "Комсомольская правда" (источник — URL: **https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID__92293/** (21.07.25)).

ДАГЕСТАН. В Кизляре на частоте 106,4 МГц началось вещание радиостанции "Радио Дача" (источник — URL: **https://www.krutoymedia.ru/news/14126.htm** (21.07.25)).

ДНР. Радиостанция "Маяк" начала вещание на частоте 104,7 МГц в Донецке (источник — URL: **https://vk.com/wall-212065317_10802?w=wall-212065317_10802** (21.07.25)).

Радиостанция "Маруся ФМ" также начала официальное вещание в Донецке на частоте 107,2 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-19037431_2603?w=wall-19037431_2603** (21.07.25)).

ЗАПОРОЖСКАЯ ОБЛ. Православная радиостанция "Радио Вера" начала вещание в Мелитополе на частоте 96,7 МГц. Радио NRJ также начало вещание в Мелитополе на частоте 100,2 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-90495469_16191?w=wall-134632126_57558** (21.07.25)).

ИНГУШЕТИЯ. 3 июля 2025 г. в Магасе и Назрани стартовало вещание радиостанции "Восток FM". Частота вещания — 102,4 МГц (источник — URL: **https://www.krutoymedia.ru/news/14122.htm** (21.07.25)).

ИРКУТСКАЯ ОБЛ. Радиостанция "Радио Сибирь" продолжает расширение своей сети вещания и начала вещание на частоте 104 МГц в г. Черемхово (источник — URL: **https://onair.ru/main/enews/view_msg/NMID__92390/** (21.07.25)).

Примечание. *Время всюду — UTC. Время MSK = UTC + 3 ч.*

КАЛИНИНГРАДСКАЯ ОБЛ. Радиостанция "Радио Черняховск ФМ — Родное радио" с 7 июля 2025 г. сменила частоту вещания с 106 МГц на 91,8 МГц (источник — URL: **https://vk.com/radiochernyahovsk?w=wall-226809258_2826** (21.07.25)).

КАРЕЛИЯ. В Петрозаводске на частоте 96,7 МГц начала вещание радиостанция Comedy Radio. Мощность передатчика — 1 кВт (источник — URL: **https://www.gpmradio.ru/news-page/uid/43251** (21.07.25)).

КРАСНОДАРСКИЙ КРАЙ. 1 июля 2025 г. филиал РТРС "Краснодарский КРТПЦ" начал трансляцию радиостанции Sputnik в Краснодаре на частоте 97,8 МГц. Мощность передатчика — 1 кВт. Передающая антенна расположена на высоте 163 м (источник — URL: **https://t.me/radiogovor/3345** (21.07.25)).

НИЖЕГОРОДСКАЯ ОБЛ. В Выксе с 15 июля 2025 г. на частоте 102,1 МГц запущено вещание радиостанции "Питер ФМ" (источник — URL: **https://vk.com/wall-96401986_1308?w=wall-96401986_1308** (21.07.25)).

ОРЛОВСКАЯ ОБЛ. В Орле 28 июня 2025 г. запущено вещание радиостанции Maximum на частоте 107,4 МГц (источник — URL: **https://rmg.ru/news/radio-maximum-zazvuchalo-v-orle** (21.07.25)).

ПЕРМСКИЙ КРАЙ. Радиостанция "Пермяк" начала вещание в Красновишерске на частоте 100,8 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-224376469_2059?w=wall-224376469_2059** (21.07.25)).

ПРИМОРСКИЙ КРАЙ. Радиостанция "25 регион" начала вещание в пос. Ольга на частоте 104,9 МГц. Также вещание "25 регион" запустили 3 июля 2025 г. в Партизанске на частоте 95 МГц. Чуть ранее началось вещание в Кавалерово (частота — 101,7 МГц) и Новопокровке (частота — 104,7 МГц) (источник — URL: **https://vk.com/wall-62613163_25162?w=wall-57714744_15176** (21.07.25)).

Радиостанция DFM 27 июня 2025 г. возобновила вещание в Спасске-Дальнем на новой частоте 95,7 МГц, вместо "Радио 7 на семи холмах" (источник — URL: **https://vk.com/wall-19037431_2551?w=wall-57714744_15178** (21.07.25)).

Радиостанции "Шансон" и "Русское радио" возобновили вещание в Спасске-Дальнем на частотах 100,5 МГц и 105,6 МГц соответственно (источник — URL: **https://vk.com/wall-57714744_15180?w=wall-57714744_15180** (21.07.25)).

СВЕРДЛОВСКАЯ ОБЛ. С 1 июля 2025 г. радиостанция Sputnik начала трансляцию в Екатеринбурге на частоте 91,4 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-20890825_31726?w=wall-20890825_31726** (21.07.25)).

СТАВРОПОЛЬСКИЙ КРАЙ. В Кисловодске началось круглосуточное вещание радиостанции "Европа Плюс" на частоте 91,9 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-62613163_25154?w=wall-144360217_175** (21.07.25)).

В Будённовске с 15 июля 2025 г. начала своё вещание радиостанция "Радио дача". Частота вещания — 88,5 МГц (источник — URL: **https://www.krutoymedia.ru/news/14168.htm** (21.07.25)).

ТАТАРСТАН. Передатчик радиостанции "Радио Күңел", вещающей на частоте 92,6 МГц в Набережных Челнах, переносится на мачту Набережночелнинского телецентра с последующим увеличением мощности. На текущий момент вещание продолжается с башни Алтай (источник — URL: **https://vk.com/wall-14553046_59125?w=wall-14553046_59125** (21.07.25)).

УЛЬЯНОВСКАЯ ОБЛ. В Димитровграде на частоте 99,6 МГц начало вещание радио "Мир" (источник — URL: **https://vk.com/wall-17588636_1577?w=wall-17588636_1577** (21.07.25)).

ХАБАРОВСКИЙ КРАЙ. Православная радиостанция "Радио Вера" начала вещание в Комсомольске-на-Амуре. Частота вещания — 99,9 МГц источник — URL: **https://radiovera.ru/radio-vera-vpervye-zazvuchalo-v-komsomolske-na-amure.html** (21.07.25)).

ЧУВАШИЯ. В Канаше 2 июля 2025 г. начала вещание радиостанция "Новое радио" на частоте 95 МГц (источник — URL: **https://vk.com/wall-19037431_2568?w=wall-19037431_2568** (21.07.25)).

ЗАРУБЕЖНОЕ ВЕЩАНИЕ

БРАЗИЛИЯ. С 1 августа 2025 г. круглосуточное вещание на португальском языке запускает радиостанция Sputnik. На одной из частот в УКВ-диапазоне будут транслироваться аналитические программы, авторские подкасты и новостные выпуски, доступные жителям агломерации Рио-де-Жанейро. Таким образом, радио Sputnik станет единственным российским СМИ, выходящим в

эфир в формате 24/7 на португальском языке на территории крупнейшей южноамериканской страны (источник — URL: **https://russian.rt.com/world/news/1502100-sputnik-brasil-zapustit-kruglosutochnoe-radioveschanie** (21.07.25)).

ИСПАНИЯ. Испанское Министерство цифровой трансформации начало публичные консультации в качестве первого шага к разработке указа, направленного на стимулирование эфирного цифрового радиовещания в формате DAB+. Предлагаемый указ, который в настоящее время находится в разработке, будет полагаться на технологию DAB+ для оживления сектора, который имеет ограниченное распространение в стране, несмотря на обязательства, насчитывающие более двух десятилетий. Власти Испании говорят, что указ будет касаться ограниченного проникновения DAB+ в Испании, что значительно ниже, чем во многих других европейских странах. В проекте указа подчеркиваются преимущества DAB+, включая более эффективное использование спектра, повышенную устойчивость к помехам, многоканальное аудиовещание и поддержку таких функций, как автоматические оповещения о безопасности (ASA). Кроме того, Европейский кодекс электронных коммуникаций, перенесённый в испанское законодательство в 2022 г., требует, чтобы все новые транспортные средства категории M, продаваемые или арендованные в ЕС, были оснащены приёмником, способным принимать наземные цифровые радиосигналы. Это правило обеспечивает правовую основу для Испании для продолжения развёртывания DAB+ (источник — URL: **https://www.redtech.pro/spain-relaunches-dab-plus/** (21.07.25)).

ЛАТВИЯ. Общественное радио на русском языке прекратит вещать в эфире Латвии с 1 января 2026 г. Правление Латвийского общественного СМИ разработало стратегические приоритеты на 2026—2029 гг., которые среди прочего предусматривают, что контент на иностранных языках — английском, русском, украинском отныне будет распространяться только в Интернете. Радио- и телеэфир будут только на латышском. Стратегические приоритеты разработаны в соответствии с целями и задачами, изложенными в письме-ожидании Совета общественных электронных СМИ (SEPLP) (источник — URL: **https://lv.sputniknews.ru/20250715/latviya-nachala-likvidatsiyu-obschestvennykh-smi-na-russkom-30676138.html?** (21.07.25)).

НИГЕРИЯ. Генеральный директор радиостанции "Голос Нигерии" (VON) Маллам Джибрин Баба Ндасе объявил о стратегическом плане по превращению радиостанции в ведущего континентального вещателя, начиная с возобновления работы вращающейся антенны для коротких волн, что значительно расширит охват вещания по всей Африке. В планах:

— активация цифрового радиодоступа (DRM), коротковолнового передатчика;

— добавление в сетку вещания трёх новых языков: мандаринского (официальный язык КНР), индонезийского и португальского, в результате чего общее число языков достигнет 11;

— набор внештатных репортёров в крупных городах Африки;

— создание высококачественного контента, который продемонстрирует богатое культурное наследие Нигерии и Африки.

Источник — URL: **https://von.gov.ng/von-plans-antenna-reactivation-broader-african-broadcast/** (21.07.25).

ПЕРУ. Министерство транспорта и коммуникаций Перу выделило семь новых радиочастот в шести местах страны, направленных на расширение доступа перуанцев к новым информационным, образовательным и развлекательным пространствам. Из всех частот четыре соответствуют вещанию с ЧМ на УКВ и предназначены для образовательных целей, а остальные три — на средних волнах, из которых две будут использоваться в образовательных целях, а одна — для коммерческого использования. Новые лицензии расширят предложение радиовещания в различных районах страны, учитывая, что вещание играет ключевую роль в качестве инструмента развития, интеграции и сохранения культуры (источник — URL: **https://mediumwave.info/2025/07/18/peru-6/** (21.07.25)).

ТУРЦИЯ. Правительство Турции анонсировало планы по строительству 30 новых вещательных башен в крупных городах страны. Проект направлен на модернизацию национальной инфраструктуры телевещания. Сооружения, вдохновлённые стамбульской телебашней Чамлыджа, появятся в Анкаре, Измире, Адане, Конье и других крупных городах. Эти сооружения заменят устаревшие разрозненные антенные комплексы, централизовав аналоговое и цифровое вещание. Министр транспорта и инфраструктуры Турции Абдулкадир Уралоглу заявил, что новые башни повысят энергоэффективность более чем в десять раз. Проект также призван устранить "визуальное загрязнение" городских пейзажей. Башни будут отличаться "современными, архитектурно интегрированными силуэтами", подобными Чамлыджа Тауэр, которая способна одновременно транслировать 100 высококачественных теле- и радиоканалов без взаимных помех (источник — URL: **https://www.tvbeurope.com/media-delivery/turkiye-aims-to-modernise-broadcast-infrastructure-with-30-new-towers/** (21.07.25)).

Хорошего приёма и 73!

Вышла в свет новая книга

Гаврилов К. Ю., Каменский И. В., Кирдяшкин В. В.

Цифровая обработка изображений в Matlab. Учебное пособие для вузов. — М.: Горячая линия — Телеком, 2025. — 160 с.: ил. ISBN 978-5-9912-1128-4.

Пособие является введением в область цифровой обработки изображений, которая применяется в многочисленных приложениях. Описаны основы создания и преобразования цифровых изображений с помощью компьютера при использовании среды Matlab. Рассмотрены два основных подхода преобразования изображений — пространственный и частотный, и показана взаимосвязь между ними, основу которой составляет связь между импульсной и частотной характеристиками двумерных фильтров, используемых для преобразования изображений. Подробно обсуждаются различные преобразования изображений с целью решения таких задач, как гистограммная обработка и улучшение контраста изображений, подавление шумов, повышение резкости, согласованная фильтрация и др. Для всех рассмотренных преобразований, выполняемых в пространственной и частотной областях, приведены примеры обработки полутоновых изображений и соответствующие коды программ.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности 11.05.01 — "Радиоэлектронные системы и комплексы", будет полезна аспирантам, преподавателям, а также широкому кругу читателей, начинающих изучать теорию и методы цифровой обработки изображений.

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Встраиваемый УКВ-модуль Radiofix A

М. ТКАЧУК, г. Алматы, Казахстан

В статье приводится описание встраиваемого приёмного УКВ-модуля Radiofix A, разработанного на основе предыдущей модели, описанной в [1]. Radiofix A является дальнейшей модернизацией этой конструкции и предназначен для встраивания и замены стандартного УКВ-блока в ретро-приёмник "Океан 209". Основное отличие нового варианта заключается в способе перестройки по частоте. В качестве элемента перестройки использован штатный конденсатор переменной ёмкости приёмника, который конструктивно входит в УКВ-блок. Элементная база в основном осталась прежней. Внешний вид приёмника "Океан 209" при этом не нарушается.

Схема приёмного УКВ-модуля Radiofix A показана на **рис. 1**. Номера контактов, к которым его подключают, соответствуют схеме приёмника "Океан 209", приведённой в [2]. Следует помнить, что особенностью приёмника является то, что общим проводом является контакт 20, — это плюсовая линия питания приёмника. В модуле можно выделить три узла. Первый — управляемый понижающий преобразователь напряжения A1 [3] с выходным напряжением +3,3 В, который обеспечивает стабильным напряжением все элементы модуля. Второй узел — преобразователь ёмкости штатного конденсатора переменной ёмкости приёмника в постоянное напряжение, выполненный на транзисторах VT2, VT5, и микроконтроллере (МК) DD1 [4]. Третий узел — управляющий МК DD2, который в соответствии с аналоговым сигналом преобразователя формирует по шине I²C команды для управления микросхемой DA1 УКВ-тюнера на микросхеме RDA5807FP [5] для перестройки по частоте. В память МК DD2 записаны рабочие частоты УКВ-диапазона местных радиостанций.

Работает УКВ-модуль Radiofix A следующим образом. При включении электропитания приёмника "Океан 209" и установке барабанного переключателя диапазонов в положение УКВ появившееся на контакте 9 напряжение –4,4 В относительно контакта 20 приведёт к открыванию транзистора VT1, закрыванию транзистора VT4 и включению преобразователя A1. Напряжение +3,3 В относительно контакта 15 поступит на все узлы УКВ-модуля. Узел преобразования ёмкости переменного конденсатора выполнен по схеме, описанной в [6]. Там же приведено подробное описание его работы. С целью адаптации этого узла для напряжения питания +3,3 В и получения как можно большего размаха напряжения на выходе преобразователя (эмиттер VT5) при перестройке во всём интервале ёмкости конденсатора изменены номиналы некоторых деталей.

Генератор преобразователя ёмкости в напряжение выполнен на отдельном МК DD1. При анализе различных вариантов генератора, который вырабатывал бы меандр частотой 120...180 кГц,

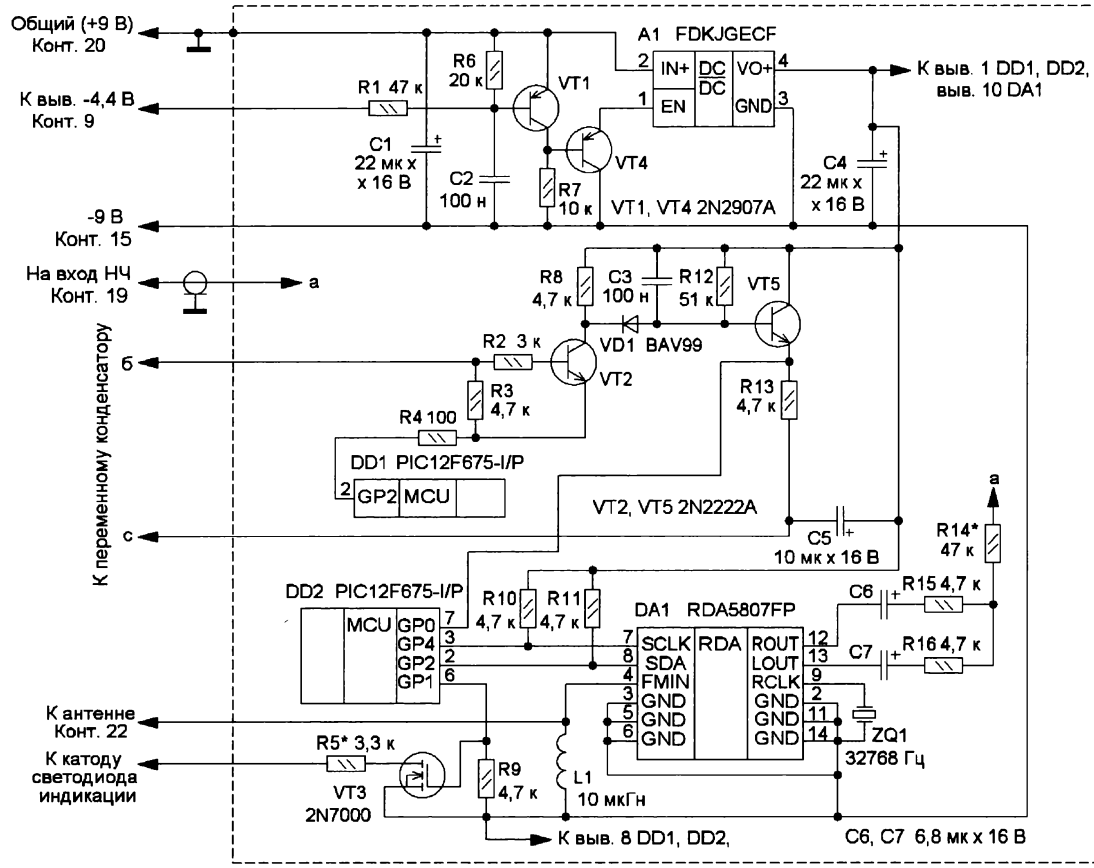


Рис. 1

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

выбор был сделан в пользу МК. Схема генератора очень проста, без использования дополнительных деталей.

Постоянное напряжение с эмиттера VT5, несущее информацию о положении ротора переменного конденсатора УКВ-приёмника, поступает на управляющий МК DD2, на его вывод 7, который сконфигурирован как вход АЦП, преобразующий напряжение в код. Весь интервал изменения кодов разбит на каналы. В УКВ-модуле Radiofix A используются 16 записанных в память МК DD2 фиксированных каналов, соответствующих УКВ-диапазону в г. Алматы.

Смена частот радиостанций для другой местности, так же, как и в [1], возможна только после перепрограммирования МК DD2. Коды каналов затем преобразуются в стандартные для шины I^2C сигналы, поступающие в УКВ-тюнер DA1. В программе, записанной в DD2, передача управляющего кода происходит всякий раз при изменении ёмкости переменного конденсатора, т. е. при поиске радиостанций ручкой верньера приёмника "Океан 209". Если ручка настройки приёмника остаётся в покое, передача по шине I^2C отсутствует. При этом приёмник работает на ранее переданном номере канала. Через вывод 6 DD2 с помощью транзистора происходит управление индикаторным светодиодом, указывающим на перестройку на другую радиостанцию.

Управление тюнером DA1 осуществляется по шине I^2C, входами являются выводы 7 и 8. Эта шина, так же, как в [1], работает только на передачу сигнала от МК DD2 к УКВ-тюнеру DA1. Резисторы R10 и R11 — подтягивающие. Сигнал от штыревой антенны приёмника "Океан 209" через контакт 22 поступает на вход УКВ-тюнера (вывод 4) DA1. С его выводов 12, 13 звуковые сигналы через разделительные конденсаторы C6, C7, резисторы сумматора сигналов R14—R16 поступают на контакт 19. Это вход усилителя НЧ приёмника. Подборкой резистора R14 устанавливают одинаковую громкость сигналов ЗЧ на диапазоне УКВ и других диапазонах.

Для написания и компиляции программного кода, загружаемого в МК DD1 и DD2, использована интегрированная среда разработки MPLAB X IDE v6.10, совместно с компилятором XC8 v2.36. В папке **GEN130** расположены исходные и скомпилированные hex-файлы для МК DD1 (**main.c, gen130_header.h, GEN130.X.production.hex**). В папке **RFA** содержатся файлы для МК DD2 (**rfamain.c, rfaheader.h, rfaheader.c, RFA.X.production. hex**).

Требует некоторого пояснения часть кода в файле **rfamain.c**, относящаяся к преобразованию постоянного напряжения в команды управления УКВ-тюнером DA1. Напряжение, поступающее на вход 7 DD2, несёт информацию о частоте настройки УКВ-модуля Radiofix A. Это напряжение в диапазоне настройки приёмника, изменяется не от нуля до напряжения источника питания +3,3 В. Все принимаемые каналы выбраны исходя из реального интервала изменения напряжения на входе 7 АЦП DD2.

В строках 26—29 проходит преобразование аналогового значения напряжения в десятичный код, результат присваивается переменной **chn**. А в строках 33—48 выделяются интервалы десятичного кода, и присваивается номер приёмного канала. Пропустим пока строки 53—57, далее в строке 60 оператор **switch**, который организует выбор определённого канала, будет выполняться соответствующий **case** с содержимым в фигурных скобках. Структура **case 1...16** описана и аналогична используемым в [1]. В результате работы в УКВ-тюнер DA1 будет передана команда на включение определённого приёмного канала.

В строку 223 в EEPROM МК DD2 по адресу 0x08 запишется номер переданного в УКВ-тюнер DA1 канала. Далее, в строке 225, на короткое время включится индикаторный светодиод, управляемый выводом 6 DD2 и транзистором VT3, который сигнализирует о включении канала приёмника. Затем, в строке 229, произойдёт переход в начало цикла в строку 24. Дальше, в строках 26—29, повторяется преобразование аналогового значения. В строках 33—48 присваивается номер приёмного канала. После этого, в строке 53, переменной **can** присваивается прочитанное по адресу 0x08 значение EEPROM, т. е. считывается адрес установленного ранее рабочего канала приёмника. В строке 55 проверяется условие равенства присвоенного в результате работы АЦП номера канала **chan** с номером установленного рабочего канала **can**. Если эти переменные равны, управление передаётся в начало цикла, в точку **j1**. В таком состоянии происходит контроль за изменением ёмкости переменного конденсатора настройки приёмника. Если изменить ручкой настройки эту ёмкость, то условие в строке 55 окажется не выполненным и номер нового канала настройки будет передан далее оператору **switch**. Встраиваемый УКВ-модуль будет настроен на другой канал.

Следует упомянуть о строке 20 программного кода. При включении приёмника в EEPROM МК DD2 по адресу 0x08 запишется значение 0x00. Тем самым обеспечивается чтение реального положения переменного конденсатора. В дальнейшем процесс настройки будет происходить так, как было описано выше.

Встраиваемый УКВ-модуль Radiofix A собран на макетной печатной плате с применением проводного монтажа, её внешний вид показан на **рис. 2**. Размеры платы соответствуют размеру аналоговой платы УКВ-блока приёмника "Океан 209". На новую плату переносится конденсатор переменной ёмкости, его секции соединяют параллельно и подключают к контакту б, корпус конденсатора подключают к контакту с. МК DD1 и DD2 установлены в панели. Микросхема DA1 смонтирована на переходной плате SOP16/DIP16, на выводах которой смонтирован кварцевый резонатор ZQ1. Там же установлен не показанный на схеме блокировочный конденсатор ёмкостью 100 нФ, который подключён между выводами 10 и 11 микросхемы DA1. Катушка индуктивности L1 для поверхностного монтажа смонтирована под переходной платой. Сама переходная плата закреплена на макетной плате с помощью проволочных перемычек на небольшой высоте над ней. Модуль преобразователя A1 смонтирован перпендикулярно плате. Не показанный на схеме индикаторный светодиод — BL-L502 зелёного свечения, он подключён с помощью гибких проводов катодом к резистору R5, а анодом — к контакту 20 приёмника "Океан 209". Сам светодиод с помощью термоклея закреплён с левой стороны на основании шкалы так, чтобы не мешать перемещению указателя. Особых требований к остальным деталям приёмника не предъявляется. Применены оксидно-полупроводниковые конденсаторы K53-4A (C1, C4, C5) и K53-16 (C6, C7). Возможна замена на подходящие по ёмкости любые оксидные.

После сборки, проверки монтажа, загрузки hex-файла **GEN130.X.production.hex** в МК DD1 устанавливают его в переходную панель (DD2 пока не устанавливают). Без установки на своё место встраиваемого УКВ-модуля проводят проверку измерителя ёмкости переменного конденсатора.

Важной задачей для этого УКВ-модуля является определение фактических значений десятичного кода измерителя ёмкости, которые напрямую зависят от интервала изменения напряжения на входе 7 DD2. Для облегчения процесса определения

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

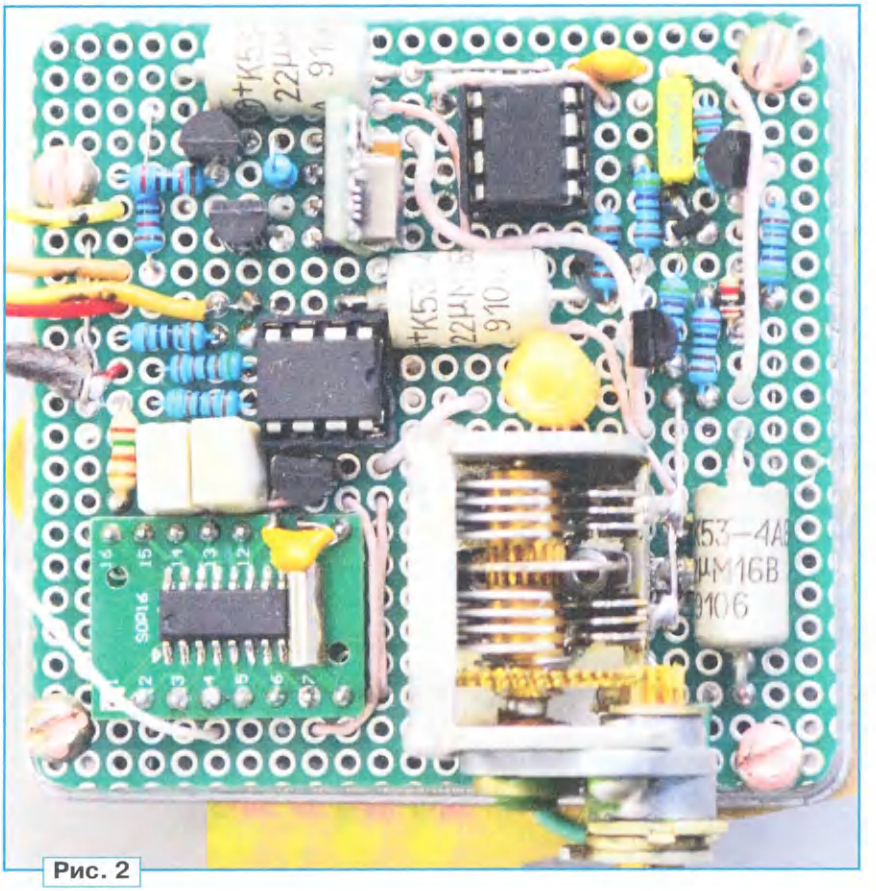


Рис. 2

фактических значений кода и занесения их в строки 33—48 файла **rfamain.c** составлена вспомогательная таблица **табл. 1**. Для этого вносят измеренные мультиметром значения в раздел "Исходные данные". Эти значения могут незначительно отличаться от приведённых в этой таблице. После внесения измеренных значений данные для занесения в файл **rfamain.c** будут сформированы автоматически.

Теперь, если планируется использовать встраиваемый УКВ-модуль с частотами для другой местности, используют **табл. 2** (таблицы имеются на сайте журнала). Полученные значения вносят в соответствующие **case** файла **rfamain.c**. Как работать с этой таблицей, подробно описано в [1]. После внесения всех данных в **rfamain.c** проводят компиляцию и полученный **RFA.X.production.hex** загружают в МК DD2. Затем устанавливают МК DD2 в панель и проверяют работоспособность встраиваемого УКВ-модуля Radiofix A. При установке на своё место необходимо обратить внимание, чтобы экран модуля не касался корпуса конденсатора настройки.

Одним из недостатков предложенного варианта УКВ-модуля является необходимость программирования каналов приёма, работающих в конкретной местности. А в остальном получился простой приёмный УКВ-модуль, имеющий указатель принимаемой частоты. При его пользовании ускоряется время перестройки на станции, поскольку нет необходимости сканировать весь диапазон, на котором, кроме полезных сигналов, имеются помехи. Несмотря на применение аналогового преобразователя ёмкости конденсатора настройки, не наблюдается ухода частоты. Имеется светодиодный указатель перестройки на новый канал, который помогает при переходе с канала на канал. Если настройка проведена не точно, светодиод продолжает светиться, при этом каких-либо помех не наблюдается.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Ткачук М.** Встраиваемый УКВ-приёмник Radiofix. — Радио, 2024, № 3, с. 9—12.

2. **Кузнецов И., Кацман Е.** "Океан 209". — Радио, 1977, № 10, с. 36—38.

3. Понижающий модуль питания, регулируемый, мини-DC-DC от 12 до 24 В до 5 В. — URL: **https://aliexpress.ru/item/1005002065822127.html?spm=a2g2w.orderdetail.0.0.30de4aa6k7qEI7&sku_id=12000018615717858** (23.06.2025).

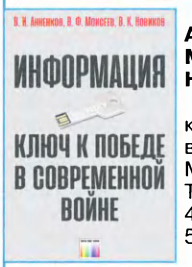
4. PIC12F629/675 Data Sheet. — URL: **https://www.evselectro.com/image/data/datasheet/pic12f675.pdf** (23.06.2025).

5. RDA5807FP. SIngle-Chip Broadcast FM Radio Tuner. — URL: **https://opendevices.ru/wp-content/uploads/2015/10/RDA5807FP.pdf** (23.06.2025).

6. Измерения малых ёмкостей (аналоговый ёмкостной датчик). — URL: **https://habr.com/ru/articles/488138/** (09.06.2025).

От редакции. *На нашем FTP-сервере по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/ukw-a.zip*** *находятся файлы проекта и упомянутые в тексте таблицы.*

Вышла в свет новая книга



Анненков В. И., Моисеев В. Ф., Новиков В. К.

Информация — ключ к победе в современной войне. — М.: Горячая линия — Телеком, 2024. — 428 с.: ил. ISBN 978-5-9912-0937-3.

Изложены цели, задачи и сущность информационной безопасности и информационно-психологического противоборства, а также основные положения, касающиеся влияния информационной составляющей на традиционные формы и способы силового противоборства на основе сетецентрического подхода к организации и ведению военных действий в XXI веке. Уточнены основные термины и определения теории информационного противоборства (борьбы), анализируются возможные объекты воздействия, средства и методы ведения информационного (информационно-психологического) противоборства. Проведён анализ некоторых концепций геополитического противоборства и их информационных аспектов. Предложены подходы к описанию психосоциальных структур. Анализируются содержание и перспективы развития новых технологий управления информационными и социально-психологическими процессами. Рассмотрены особенности социальных процессов, информационно-психологических процессов и воздействий в сфере информационно-психологического противоборства. Материал книги подготовлен на основе открытых публикаций.

Для специалистов, научных работников и профессорско-преподавательского состава вузов, занимающихся вопросами информационного противоборства. Книга может быть полезна работникам средств массовой информации, а также интересна широкому кругу читателей.

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Стабилизированный двухполярный блок питания 1,25...25 В, 2,5 А

С. СЕМИХАТСКИЙ, г. Ейск Краснодарского края

Большинство деталей стабилизатора напряжения установлены на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, чертёж которой приведён на **рис. 7**.

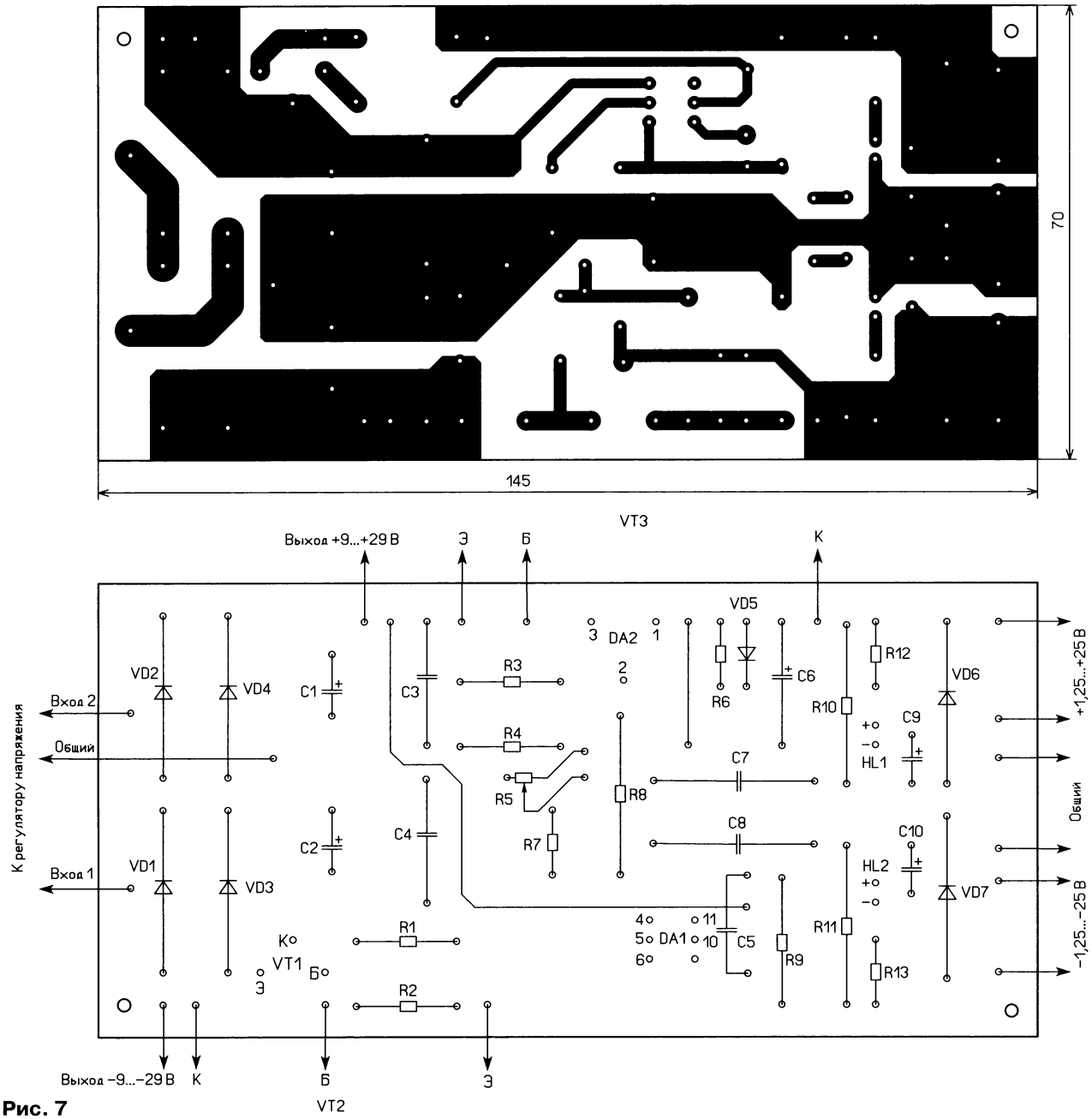


Рис. 7

Применены постоянные резисторы — МЛТ, С2-23 с допуском ±5 %, переменный резистор R5 — любого типа с линейной зависимостью (А). Оксидные конденсаторы (кроме конденсатора С6, который должен быть с малым током утечки, например К52-1, К53-1) — К50-6 или анало-

Окончание.
Начало см. в "Радио", 2025, № 8

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

гичные импортные, остальные конденсаторы — К73-17, К10-17 либо аналогичные импортные. Диод Д220 можно заменить диодом серий Д223, КД521, КД522 либо импортным серии 1N40xx. Светодиоды HL1, HL2 — любого типа повышенной яркости свечения диаметром 5 мм и максимальным прямым током до 20 мА. Транзистор ГТ321А заменим транзистором серии КТ321 с любым буквенным индексом или транзистором КТ502В—КТ502Е. Вместо транзисторов ГТ701А возможно применение германиевых транзисторов ГТ806 и П210 с любым буквенным индексом. Замена микросхемы LM317T — отечественная КР142ЕН12А, а аналогом ОУ КР1408УД1 является ОУ серии LM343 (круглый корпус, иная цоколёвка).

Внешний вид платы стабилизатора напряжения показан на **рис. 8**. На схеме указаны силовые диоды Шоттки SR508, и плата рассчитана на их установку. В исходном варианте были применены диоды Д242Б (не выбрасывать же их!), а размер печатной платы для лабораторного БП особого значения не имеет, поэтому такая замена абсолютно допустима.

Трансформатор Т1 — доработанный трансформатор ТС-180-2, ранее они широко применялись в ч/б телевизорах и поэтому доступны. Все вторичные обмотки удаляют, вместо них наматываются две новые (соблюдая направление намотки) — по 80 витков провода ПЭВ-2, ПЭТВ-2 диаметром 1,3...1,5 мм, которые соединяются последовательно. Напряжение всей вторичной обмотки при напряжении сети 230 В должно быть 53...54 В в режиме холостого хода.

Температурные режимы силовых элементов были измерены по методике, изложенной в [11]. При максимальном выходном напряжении и максимальном выходном токе симисторы VS1, VS2 нагреваются до температуры +78 °С, диоды Д242Б — до +55 °С. Транзисторы ГТ701А установлены с применением теплопроводящей пасты КПТ-8 на теплоотводы промышленного изготовления из дюралюминия размерами 55×55×8 мм с несколькими рёбрами общей площадью около 200 см^2. При максимальном КПД (минимальном перепаде напряжения между входом и выходом стабилизатора напряжения 4 В) транзистор ГТ701А при токе нагрузки 2,5 А рассеивает мощность около 10 Вт, его температура нагрева — до +60 °С. Микросхема LM317T использована без теплоотвода, она нагревается незначительно. Измерения температурных режимов проводились при температуре окружающей среды +23 °С, блок питания находился ещё не в корпусе. Во избежание получения ожогов не следует проверять температуру теплоотводов и силовых элементов рукой.

Далее приведены результаты практических испытаний готовой конструкции, а если быть точнее, регулируемого стабилизатора положительной полярности, так как возникли проблемы с одинаковой нагрузкой для каждого плеча двухполярного стабилизатора напряжения. К сожалению, без лирических отступлений не обойтись и здесь. Приводимые ниже осциллограммы были сделаны тихим зимним вечером. До начала курортного сезона ещё

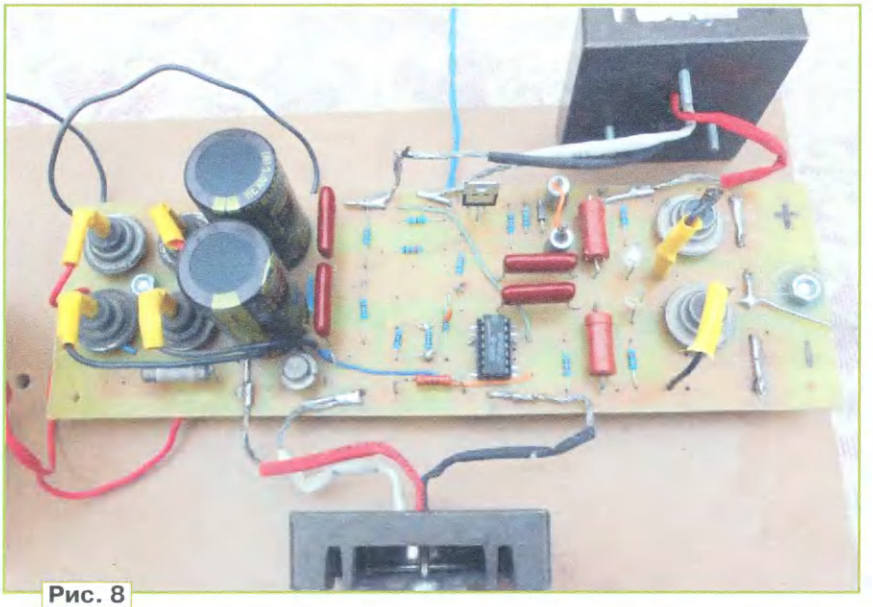


Рис. 8

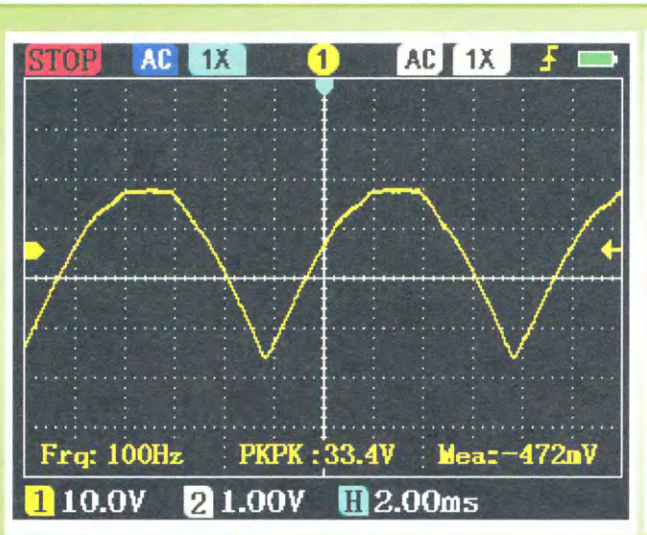


Рис. 9

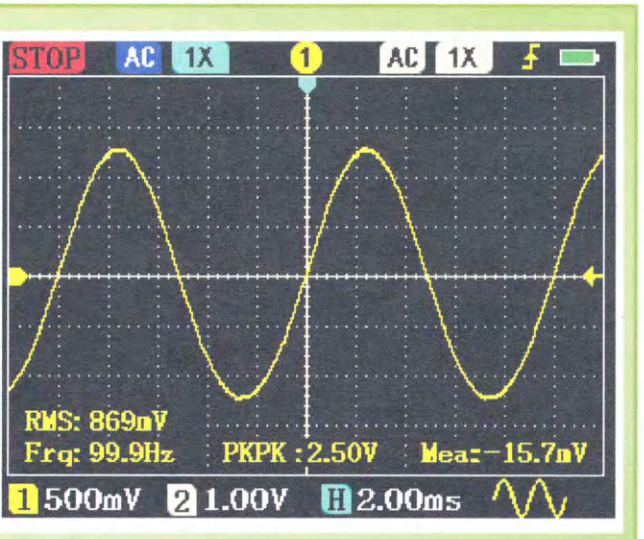


Рис. 10

далеко, сплит-системы, морозильные камеры и прочие технические блага цивилизации — главные виновники низкого качества сетевого напряжения 230 В, ещё "отдыхают", поэтому форма сетевого напряжения приемлема.

Измерения технических параметров производились при следующих условиях. Напряжение сети — 230 В, температура окружающего воздуха — 23 °С, в качестве нагрузки выпрямительного моста использовался резистор ПЭВР-50 сопротивлением 22 Ом, конденсаторы С1 и С3 при этом были отключены, поскольку в этом случае важны временные характеристики включения симисторов, а затем уже, какие получаются, постоянные нестабилизированные напряжения из "усечённых" синусоид. При установленных конденсаторах в качестве нагрузки для нестабилизированного регулятора напряжения была использована электронная нагрузка с установленным током потребления 2,5 А [12], резистор ПЭВР-50 при этом отключался. Для стабилизатора напряжения на LM317T и ГТ701А применялась только электронная нагрузка с потребляемым током 2,5 А, конденсатор С6 (танталовый) и резистор ПЭВР-50 при этом были отключены. В авторском варианте минимальное стабилизированное напряжение на нагрузке — 5 В, которая потребляет ток 2,5 А. При этом резистором R6 на выходе регулятора напряжения устанавливалось нестабилизированное напряжение 9 В.

На **рис. 9** показана осциллограмма выпрямленного напряжения. Для сравнения, на **рис. 10** показана осциллограмма напряжения частотой 100 Гц от встроенного в осциллограф генератора сигналов, с заявленным коэффициентом искажений на частоте 1 кГц не более 5 %. На **рис. 11** — усечённая синусоида, используется 7,84 мс полупериода сети, симистор включается при мгновенном значении напряжения вторичной обмотки трансформатора Т1, равном 19,2 В. На **рис. 12** показаны пульсации выпрямленного напряжения. При этом расчёт пульсаций по методике из [7] даёт значение 2,5 В, а вот по [13] для трансформатора ТС180-2 расчётное значение — 1,53 В, что ближе к полученному на практике. На **рис. 13** показана осциллограмма пачки импульсов на выходе таймера. На **рис. 14** — пульсации выпрямленного напряжения, которые увеличились на 0,36 В, при этом напряжение

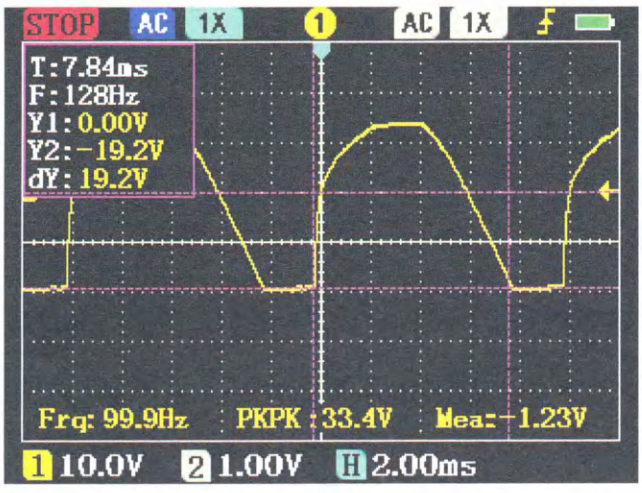


Рис. 11

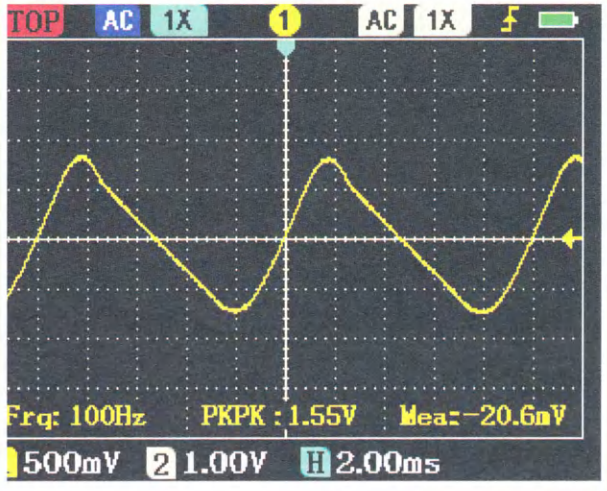


Рис. 12

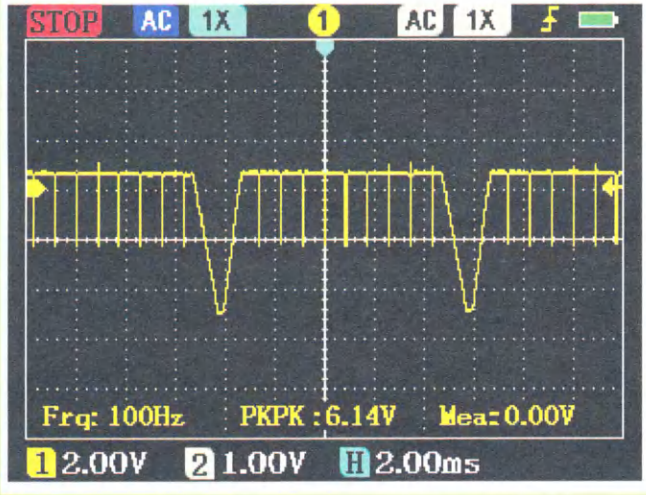


Рис. 13

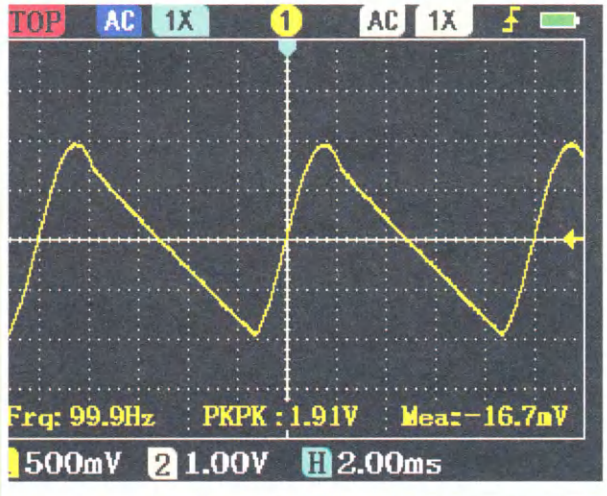


Рис. 14

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

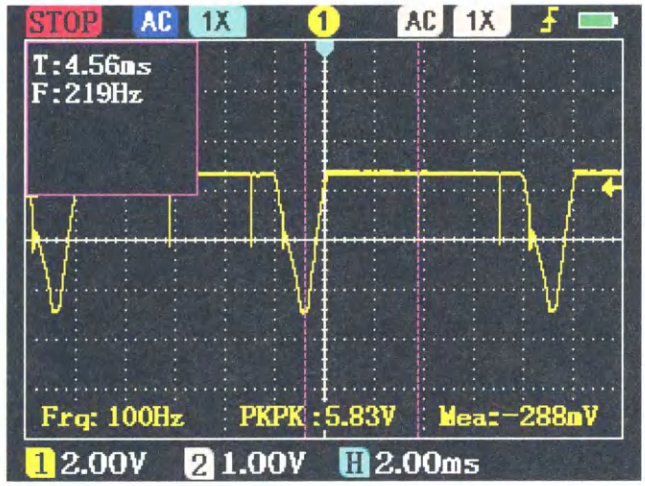


Рис. 15

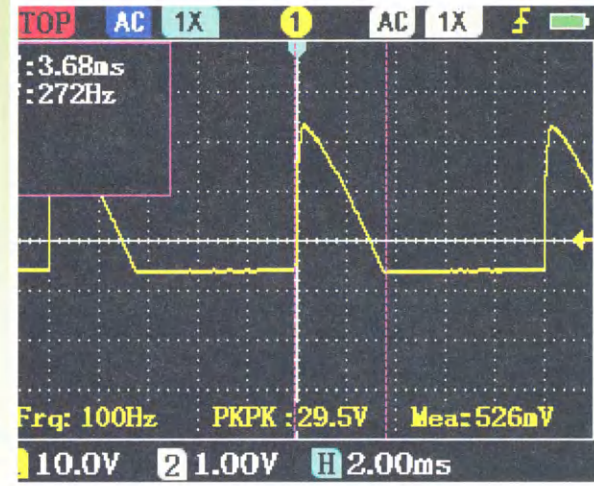


Рис. 16

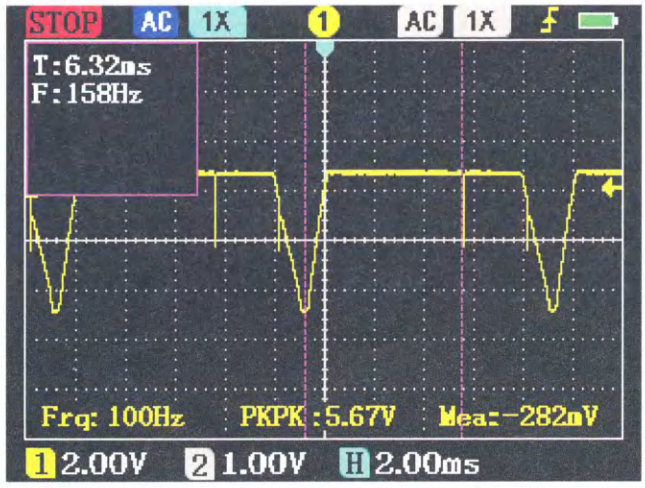


Рис. 17

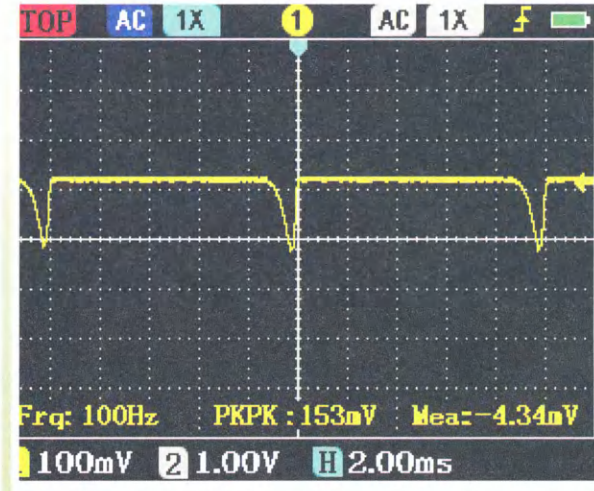


Рис. 18

на выходе выпрямителя — 24 В, ток нагрузки — 2,5 А. На **рис. 15** показана осциллограмма напряжения на выходе таймера для этого случая, в пачке осталось только два импульса. На **рис. 16** приведена осциллограмма части синусоиды длительностью около 3,68 мс, которая необходима для получения выходного напряжения выпрямителя 9 В при токе 2,5 А. **Рис. 17** — осциллограмма одного импульса на выходе таймера. Для этого в верхнем положении движка переменного резистора R6 подборкой резистора R3 (на плате установлены два резистора последовательно) добиваются установления напряжения на выходе выпрямителя — 9 В (при токе 2,5 А). На этом настройка регулятора напряжения закончена. На **рис. 18** показана осциллограмма пульсаций уже непосредственно на выходе стабилизатора напряжения при выходном напряжении 5 В, токе нагрузки 2,5 А и выходном напряжении выпрямителя 8,2 В, т. е. минимальное падение напряжения на транзисторе VT3 и микросхеме DA2 — около 3,2 В. При увеличении напряжения на выходе выпрямителя до 9 В пульсации выходного напряжения практически пропадают. В этом случае КПД стабилизатора напряжения — около 55 %, так как мощность рассеивания на VT3 и DA2 — 10 Вт. При отсутствии симисторного регулятора напряжения на VT3 и DA2 рассеивается 60 Вт мощности, и не каждый теплоотвод справится с этим.

О практическом применении БП. Для удобства пользования и оценки установленных значений выходных напряжений, как нестабилизированных, так и стабилизированных, целесообразно ручки с указателями у переменных резисторов R6 (в регуляторе переменного напряжения) и R5 (в стабилизаторе напряжения) снабдить круговой шкалой, проградуированной хотя бы в трёх точках либо в относительных единицах (max, midi, min), либо в значениях напряжения, например 29 В, 24 В, 9 В для R6 и 25 В, 20 В, 5 В — для R. Эти значения указаны для тока нагрузки 2,5 А для каждого плеча как стабилизированного, так и нестабилизированного выходного напряжения. При меньшем токе потребления нестабилизированное напряжение будет увеличиваться, а при полном отсутствии нагрузки выпрямитель переходит в режим холостого хода в связи с тем, что стабилизаторы напряжения потребляют сами очень небольшой ток, при этом напряжение на конденса-

торах C1, C2 достигнет практически амплитудного значения переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Его ориентировочные значения равны 35 В, 28...34 В и 15...18 В при трёх разных положениях переменного резистора R6. Такой большой разброс связан с влиянием дестабилизирующих факторов, медленные колебания напряжения сети — 230 В, но в допустимых пределах; плоская вершина синусоиды, длительность которой достигает 20 % или 2 мс длительности полупериода сетевого напряжения (см. рис. 9), с уменьшением выходного напряжения регулятором переменного напряжения выпрямительные диоды начинают работать со всё более усечённой синусоидой.

Как правило, параметры нагрузки, которая будет подключаться к этому БП, известны заранее. Это напряжение питания и потребляемый ток. А также имеется хотя бы один измерительный прибор, позволяющий измерять постоянное напряжение на входе стабилизатора напряжения и на его выходе. Применяя БП, необходимо соблюдать три ограничивающих фактора: мощность, рассеиваемая на каждом силовом транзисторе, не должна превышать 10 Вт (ограничена площадью используемых теплоотводов); максимальный ток, потребляемый нагрузкой от каждого плеча БП, не должен превышать 2,5 А; минимальный перепад напряжения между входом и выходом стабилизатора напряжения положительной полярности должен быть не менее 4 В. При таком значении микросхема LM317T работает в линейном режиме и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения.

Проверку БП проводят в следующей последовательности. В выключенном состоянии движок переменного резистора регулятора переменного напряжения устанавливают в нижнее по схеме положение (указатель на ручке находится напротив отметки max или 29 В, коэффициент использования полупериода максимальный (см. рис. 11), движок переменного резистора стабилизатора напряжения устанавливают в нижнее по схеме положение (указатель ручки — напротив отметки 25 В). Включают БП и измеряют входные и выходные напряжения стабилизатора напряжения вольтметром, должны быть значения ±35 В и ±25 В соответственно. Подключив нагрузку с током потребления 2,5 А, убедимся, что входное напряжение уменьшилось до ±29 В, а выходное не изменилось.

Необходимое выходное стабилизированное напряжение устанавливают следующим образом. Сначала устанавливают выходное напряжение, потом, подключив нагрузку, уменьшают выходное напряжение регулятора переменного напряжения, чтобы разница между ними была не менее 4 В. Чем меньше разница, тем меньше нагреваются силовые транзисторы. При использовании двух измерительных приборов (например, встроенных в БП), одним из которых постоянно контролируют падение напряжение на транзисторе ГТ701А и микросхеме LM317T, весь процесс установки выходного стабилизированного напряжения намного упрощается и становится быстрее.

ЛИТЕРАТУРА

11 **Семихатский С.** Приставка к мультиметру для измерения температуры. — Радио, 2024, № 7, с. 43, 44.

12. **Семихатский С.** Универсальная комбинированная электронная нагрузка. — Радио, 2024, № 9, с. 30—33.

13. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. Справочное руководство. — М.: Мир, 1982.

***От редакции**. Чертежи печатных плат находятся по адресу **http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/bp.zip** на нашем FTP-сервере.*

Устройство питания и управления малогабаритной электродрелью

А. ВИШНЕВСКИЙ, г. Луганск, ЛНР

Когда кабель соединения с педалью подключается к гнезду XS2 (на рис. 1), перемычка на выводах 5 и 6 в штекере XP2 (на рис. 4) замыкает с общим проводом входы логического элемента DD2.1 в блоке A2. На выводе 6 элемента DD2.1 появляется напряжение, близкое к питающему, и открывшийся транзистор VT6 включает реле K1 и K2, загорается светодиод HL2 (на рис. 1).

Когда регулирование скорости вращения производится переменными резисторами в педали, конденсатор C2 заряжается через вновь введённые переменные резисторы по цепи резистор R9, контакты включённого реле K2, вывод платы A201, контакт 1 гнезда XS2, вывод блока A206, ограничивающий максимальную скорость резистор R6 и коллектор—эмиттер открытого транзистора VT2. Резистор R2 в педали определяет скорость вращения холостого хода, светодиод HL1 (см. рис. 1) горит с небольшой яркостью. При сверлении ток через электродвигатель возрастает, триггер Шмитта в блоке A2 переключается и открывается транзистор VT1, а VT2 закрывается, светодиод HL1 (на рис. 1) теперь светит ярче. В педали ток зарядки конденсатора C2 протекает через переменный резистор R1, контакты 4 соединительных разъёмов в педали и в устройстве, вывод A208 на плате блока A2, диод VD4, открытый участок коллектор—эмиттер транзистора VT1, общий провод устройства.

Замкнув выключатель SA1, в педали устанавливается регулировка скорости вращения только резистором R1, светодиод HL1 загорается с наибольшей яркостью. Этот переменный резистор регулирует скорость от минимального до максимального значения.

Окончание.
Начало см. в "Радио", 2025, № 8

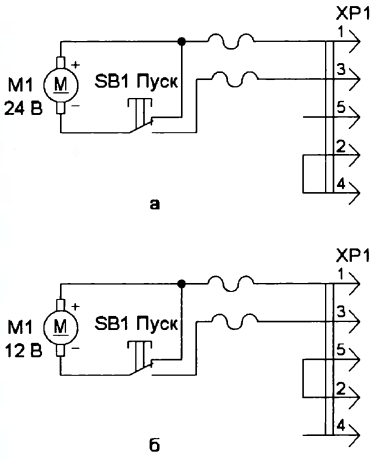


Рис. 5

На **рис. 5** показана схема соединения разъёмов XP1 для подключения двигателей с разными номинальными напряжениями с гнездом XS1 (на рис. 1). К контактам 4 и 5 гнезда подключены отводы от импульсного трансформатора T1 блока питания, а на контакты 1 и 3 подаётся напряжение питания электродвигателя, которое зависит от перемычки между контактами 2 и 5 (12 В) или 2 и 4 (24 В). Контакт 2 связан с диодным выпрямительным мостом питания электродвигателя. При нажатии на кнопку SB1 электродвигатель начинает вращаться, при отпускании обмотка двигателя замыкается, в результате он быстрее останавливается. Эта кнопка расположена в одном корпусе с электродвигателем.

На двух платах собран импульсный источник питания A1. Чертёж первой печатной платы импульсного источника питания показан на **рис. 6**. Конденсаторы C1—C4 смонтированы параллельно плате, чтобы высота её была наименьшей. Чертёж второй платы источника питания показан на **рис. 7**. Платы сделаны из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Размеры этих плат — 100×40 мм. Проволочные перемычки изготовлены из изолированного монтажного провода. Платы закреплены в устройстве двумя винтами M3 каждая.

Блок регулятора оборотов вращения электродвигателя (A2) собран на плате, чертёж которой показан на **рис. 8**. Она изготовлена из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита методом механического удаления фольги скребком из полотна ножовки по металлу, которым прорезаются изолирующие канавки. Размеры платы — 110×40 мм. Фольга со стороны деталей

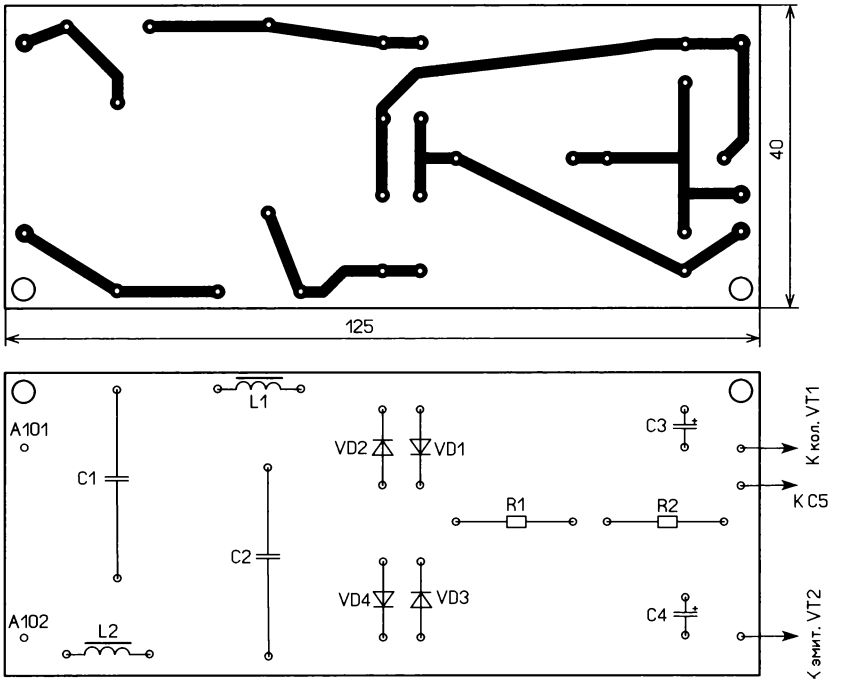


Рис. 6

оставлена полностью целой и служит общим проводом. Перемычки из изолированного тонкого монтажного провода условно показаны утолщёнными линиями. Точками показаны отверстия в плате, а окружностями около них показано, что вокруг отверстий фольга удалена раззенковкой, которая выполняется сверлом диаметром 2,5 мм. Крестиками условно отмечены пропаянные отверстия, в которые вставлены отрезки медного лужёного провода и пропаяны с двух сторон платы. Плата крепится двумя винтами M3 на дистанционных пластмассовых стойках.

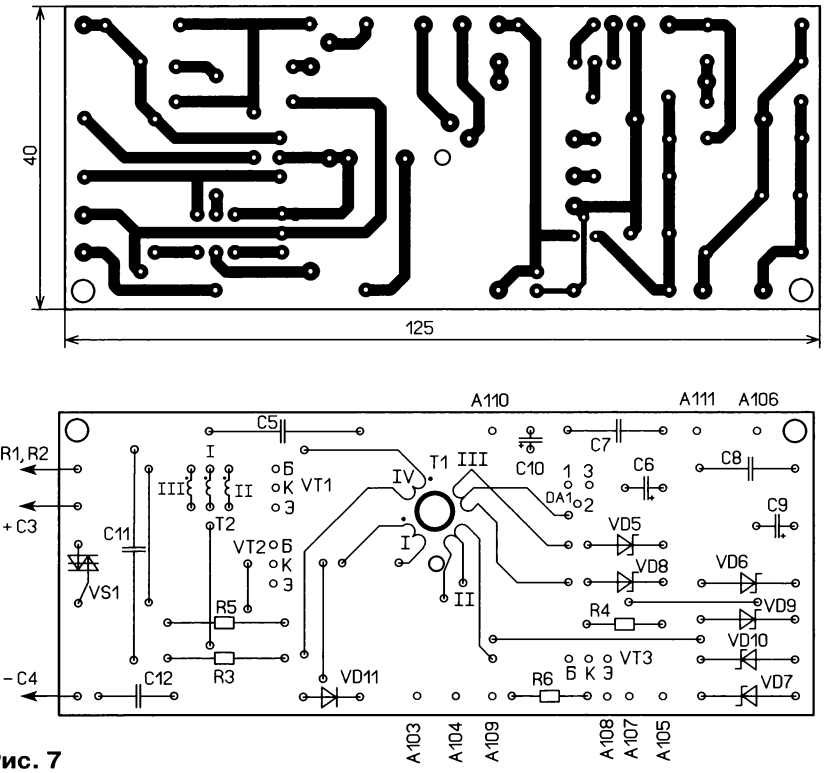
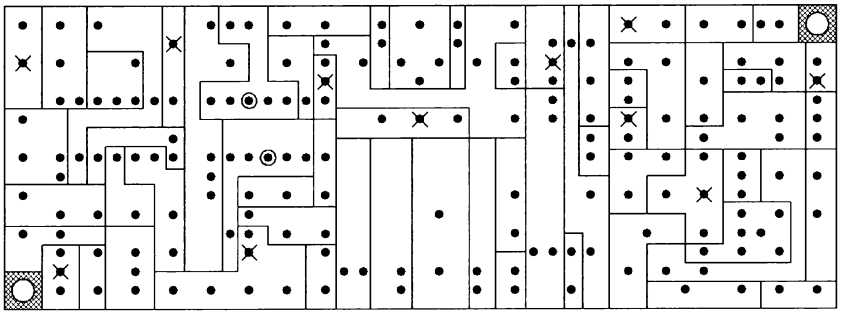


Рис. 7

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru



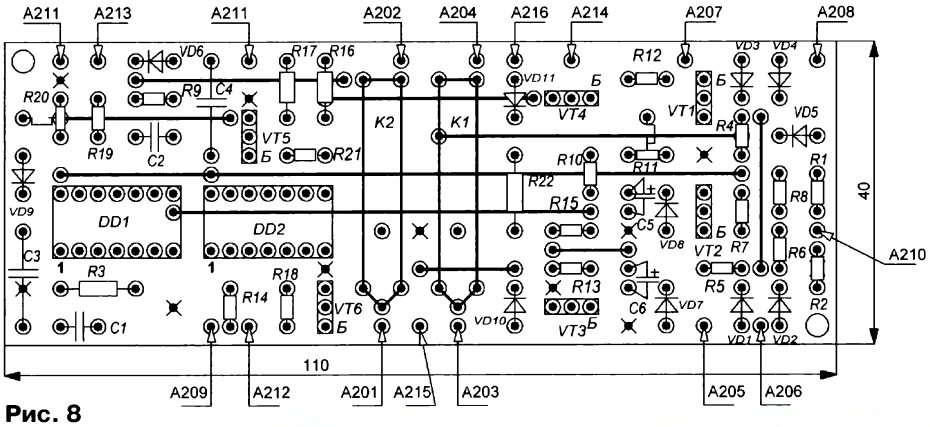


Рис. 8

Вокруг отверстий для крепления платы со стороны монтажа фольга удалена.

В устройстве применены логические микросхемы в корпусе DIP и выводные радиокомпоненты. Постоянные резисторы — МЛТ, С2-23 или аналогичные импортные резисторы с указанной на схеме мощностью, подстроечные резисторы — WH06-2. Высоковольтные неполярные конденсаторы — К73-17 или их зарубежные аналоги CL-21, конденсаторы С1 и С2 в блоке А1 — КСО-5. Большинство низковольтных конденсаторов — К10-7б, конденсаторы С7, С8 в блоке А1 и конденсаторы С3, С4 в блоке А2 — КЛС. Оксидные конденсаторы — импортные, плавкая вставка — стеклянная ВПБ6-1, она установлена в держателе. Переменные резисторы — ползунковые серии СП3-23а. Переменные штатные резисторы в педали — СП3-12б. Переменный резистор в педали, вал которого вращается при изменении угла положения платформы, имеет сопротивление 6,8 кОм. Параллельно ему припаивают резистор сопротивлением 3,3 кОм для того, чтобы общее сопротивление было равно 2,2 кОм. Конечно, можно установить переменный резистор сопротивлением 2,2 кОм такого же типа, что установлен и в педали. Другой переменный резистор в педали номиналом 1 кОм менять не нужно. Вал этого переменного резистора вращается носком ноги.

Рис. 9

Рис. 10

В качестве педали, регулирующей скорость вращения двигателя, используется педаль звуковых эффектов "Спектр-4" для электрогитары. В ней оставляют два переменных резистора, гнездо и одну из кнопок (П2К). Всего кнопок в педали установлено три, нужно оставить одну. Кнопка сделана так, что её можно включать и выключать ногой. Педаль показана на **рис. 9**.

В блоке А1 трансформатор Т1 взят из преобразователя для питания галогенных ламп мощностью 50 Вт. Он подвергается небольшой доработке, которая заключается в намотке двух обмоток III и IV. Число витков обмотки III — шесть, намотана она вдвое сложенным монтажным проводом. Потом начало одной обмотки соединяется с концом другой обмотки для создания среднего вывода. Изоляция провода должна быть рассчитана на работу при напряжении не менее 500 В. Диаметр провода по меди может быть от 0,3 мм до 0,5 мм, провод может быть одножильным или многожильным. Обмотка IV содержит три витка такого же провода. Обмотка II использовалась ранее как выходная для питания галогенных ламп напряжением 12 В. Намотана она сложенным вдвое одножильным монтажным проводом и имеет восемь витков. Один из проводов нужно отделить от другого и подключить начало обмотки с концом обмотки другого провода, получается последовательное включение двух обмоток, с них снимается напряжение 24 В. Трансформатор Т2 также взят от того же преобразователя. Обмотки намотаны одножильным монтажным проводом в высоковольтной полихлорвиниловой изоляции с диаметром по меди 0,3 мм. Обмотки I и II содержат по три витка, обмотка III — два витка. Дроссели — ЕС24 с аксиальными выводами.

Транзисторы VT1 и VT2 в блоке А1 могут быть MJE13007-2, транзисторы VT4, VT5 в блоке А2 — КТ829А. Светодиоды — с диаметром корпуса 3 мм с повышенной яркостью соответствующего цвета свечения. Сетевой разъём — CZ-200. Гнездо для подключения двигателя XS1 (на рис. 1), два штекера подключе-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

ния двигателей XP1 (на рис. 5), гнездо в педали XS1 (на рис. 4) и штекер кабеля XP1 (на рис. 4) — DIN-5 (ОНЦ-ВГ-4-5/16Г). Гнездо XS2 и вилка XP1 (на рис. 1) — две части разъёма GX16. Выключатель Q1 и переключатель SA1 — ТП1-2. Выключатель SA2 — тумблер ТМ1, выключатель SA1 в педали — кнопка с фиксацией П2К. Реле K1, K2 — герконовые РЭС55А, исполнение РС4.569.600-08 с номинальным напряжением обмотки 5 В. Кнопки, включающие электродвигатели, — KM1-1.

Устройство установлено в пластмассовом ящике для инструментов размерами 324×165×137 мм (**рис. 10**). Такие ящики продаются в магазинах хозяйственных товаров. Сначала устанавливают платы блоков A1 и A2, внешние детали (переменные резисторы, переключатели, светодиоды и гнёзда) размещены на Г-образном корпусе из листового алюминия толщиной 1...2 мм, длиной 135 мм, шириной 110 мм и высотой 50 мм. Смонтированный корпус показан на **рис. 11**. Потом этот корпус крепят в ящике двумя винтами М3, в ящике также хранятся две дрели на 12 В и 24 В и соединительные кабели с сетью и педалью. В ящике для инструментов есть отделения, в которых можно хранить свёрла, провода и другую мелочь для работ с печатными платами (**рис. 12**).

Рис. 11

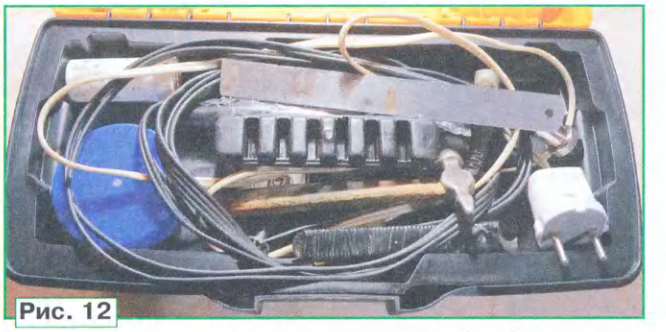


Рис. 12

Налаживание устройства начинают с блока питания A1 (см. рис. 2). При исправных деталях и без ошибок в монтаже преобразователь запустится при подключении к сети 230 В. Включив его в сеть, измеряют частоту преобразования, которая должна быть 35...45 кГц. Если необходимо изменить частоту, то это делают подборкой резистора R3. Чем больше сопротивление резистора R3, тем выше частота. Сильно греться элементы не должны. Затем проверяют выходные напряжения источника питания. На конденсаторах C6, C7 должно быть постоянное напряжение 10...12 В, на конденсаторе C10 — постоянное напряжение 5 В, на эмиттере транзистора VT3 (без нагрузки) — 5 В. Подключая к гнезду XS1 (см. рис. 1) двигатели с разными номинальными напряжениями, измеряют напряжение на конденсаторе C9, оно должно соответствовать напряжению подключённого электродвигателя. На этом настройку блока питания можно закончить.

Настройку блока регулировки частоты вращения A2 (см. рис. 3) начинают с регулировки переключателя тока на транзисторе VT5. Подключив к гнезду XS1 (см. рис. 1) электродвигатель с напряжением 24 В, подстроечным резистором R20 в блоке A2 устанавливают напряжение на выводе 8 элемента DD2.1, равное нулю. Напряжение на контакте A213 — 24 В. При подключённом двигателе с напряжением 12 В на выводе 8 элемента DD2.1 появляется напряжение, которое открывает транзистор VT5. Напряжение на контакте A213 в этом случае равно 12 В.

Подборку резистора R3 в генераторе регулятора оборотов в блоке A2 проводят при замкнутых контактах выключателя SA2 (см. рис. 1). В этом случае светодиод HL1 светится с наибольшей яркостью, и регулировка частоты вращения производится только переменным резистором R2. Затем вместо постоянного резистора R3 подключают переменный резистор сопротивлением 1 кОм по реостатной схеме. Меняя его сопротивление, добиваются того, чтобы на выходе элемента DD1.2 скважность импульса плавно менялась от минимальной до максимальной при крайних положениях резистора R2 (см. рис. 1). После достигнутого результата измеряют сопротивление введённой части резистора и впаивают подобранный с таким же сопротивлением постоянный резистор R3. Скорость вращения включённого двигателя должна плавно меняться от минимальной до максимальной в крайних положениях переменного резистора R2 (см. рис. 1).

Для настройки порога включения в режиме сверления берут двигатель с любым напряжением и подключают его к гнезду XS1 (см. рис. 1). Выключатель SA2 размыкают, светодиод HL1 при этом снизит яркость своего свечения. Включают двигатель кнопкой SB1 (см. рис. 5) и подстроечным резистором R11 в блоке A2 регулируют порог так, чтобы при нагрузке на вращающийся вал электродвигателя триггер Шмитта на транзисторах VT1, VT2 переключался в режим сверления. При этом загорается светодиод HL1 с наибольшей яркостью. Дополнительно проверяют срабатывание триггера при нагрузке на вал двигателя с другим напряжением, и если есть необходимость, производят дополнительную регулировку подстроечным резистором R11.

Полярность подключения электродвигателей с разными напряжениями должна быть согласованной. Они должны вращаться в одну сторону при включении их в гнездо XS1 и неизменном положении переключателя SA1 (см. рис. 1). Если направление вращения у одного из двигателей меняется, то нужно поменять местами провода, припаянные к выводам 1 и 3 разъёма XP1 (см. рис. 5) у выбранного двигателя.

При подключении педали соединительным шнуром к гнезду XS2 (см. рис. 1) загорается красный светодиод HL2. Переменные резисторы R1, R2 и выключатель SA2 в устройстве (см. рис. 1) на работу электродвигателя не влияют. Переменные резисторы R1, R2 в педали (см. рис. 4) должны также изменять скорость вращения, как и в устройстве. При нагрузке на вал электродвигателя триггер Шмитта в устройстве должен переключиться, светодиод HL1 (см. рис. 1) горит с наибольшей яркостью. Включённая кнопка SA1 в педали позволяет исключить регулировку скорости переменным резистором R2, устанавливающим скорость вращения холостого хода. На этом налаживание устройства закончено.

От редакции. *Чертежи печатных плат находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/drel.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Сжатые спиральные антенны — новый путь реализации упрощённых конструкций

В. МИЛКИН, А. ШУЛЬЖЕНКО, А. ГУРИН, г. Мурманск

Антенные устройства являются неотъемлемой частью приёмопередающих беспроводных телекоммуникационных систем. Одновременно с изобретением радио началось развитие антенных устройств, которому пока не видно конца. Тем не менее, их прогресс идёт в основном по направлениям развития фазированных антенных решёток и антенн бегущей волны. Последние, из-за простоты устройства, начиная с изобретённой ещё в 1920 г. однопроводной антенны бегущей волны Бевереджа, наиболее востребованы. Это подтверждает многообразие нынешнего парка телевизионных вибраторных логопериодических антенн [1].

При работе радиолиний в нормальных условиях в основном применяется линейная горизонтальная или вертикальная поляризация электромагнитного поля. Выше упомянутые электрические антенны относятся к устройствам для работы именно с таким видом поляризации. Однако на одном из этапов развития приёмопередающих радиосистем, кроме линейной, стала применяться круговая поляризация, и в 1947 г. Д. Краусом была предложена конструкция однозаходной регулярной цилиндрической спиральной антенны и Д. Дайсоном (Dyson J. D.) в 1958 г. — логоспиральной антенны — конические спирали в виде проводника, намотанного вокруг диэлектрического конуса. Именно такие антенны бегущей волны стали универсальными при первых шагах освоения космического пространства и в условиях сложной среды при распространении радиоволн, которые до сих пор также совершенствуются [2].

Преимущественное применение линейной поляризации не исключило использования спиральных антенн для реализации линейной поляризации, что возможно при совместном использовании биспиральных антенн со встречной намоткой проводников, представляющих собой две идентичные, соединённые между собой спирали, как с общим центром, так и разнесённые в пространстве. Такие конструктивные решения электрически обеспечивают работу с линейной поляризацией электромагнитного поля, но дальше этого дело не пошло.

Рис. 1

И вот, спустя много лет, предлагается упрощённый вариант конструкции и использования электрических биспиральных антенн для реализации линейной поляризации путём поперечного сжатия витков встречных спиралей до приведения их в плоское состояние. Такая плоская сжатая спиральная антенна внешне похожа на классические логопериодические антенны, но кардинально отличается от них принципом работы. В ней отсутствует трубчатая несущая собирательная линия с коаксиальным кабелем внутри одной из трубок, присущая вибраторным антеннам бегущей волны, одновременно обеспечивающая согласование и симметрирование. В предложенной антенне это реализуется как в антеннах со шлейф-вибратором Пистолькорса, путём применения согласующе-симметрирующего трансформатора 75/300 Ом, так как входное сопротивление каждой из сжатых спиралей около 150 Ом, что при последовательном включении даёт сопротивление примерно 300 Ом [3].

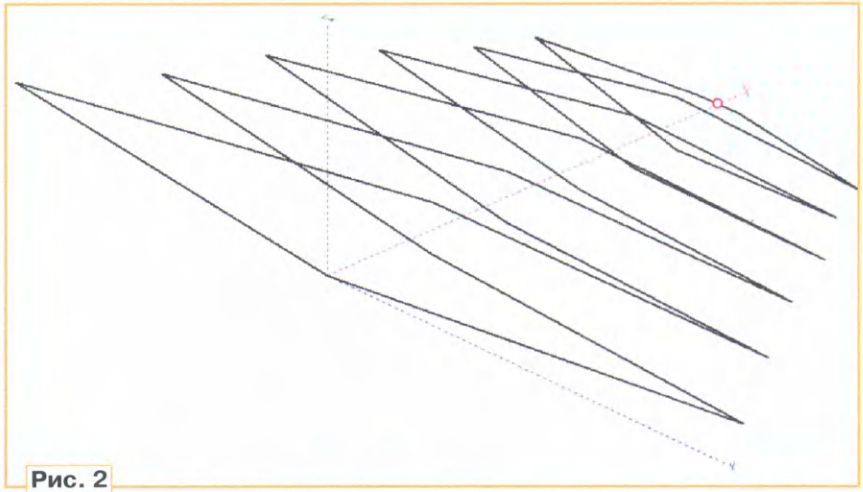


Рис. 2

Для подтверждения работоспособности предлагаемой антенны в виде встречных логопериодических сжатых спиралей были произведены сравнительные исследования. В качестве отправного образца взята широ-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

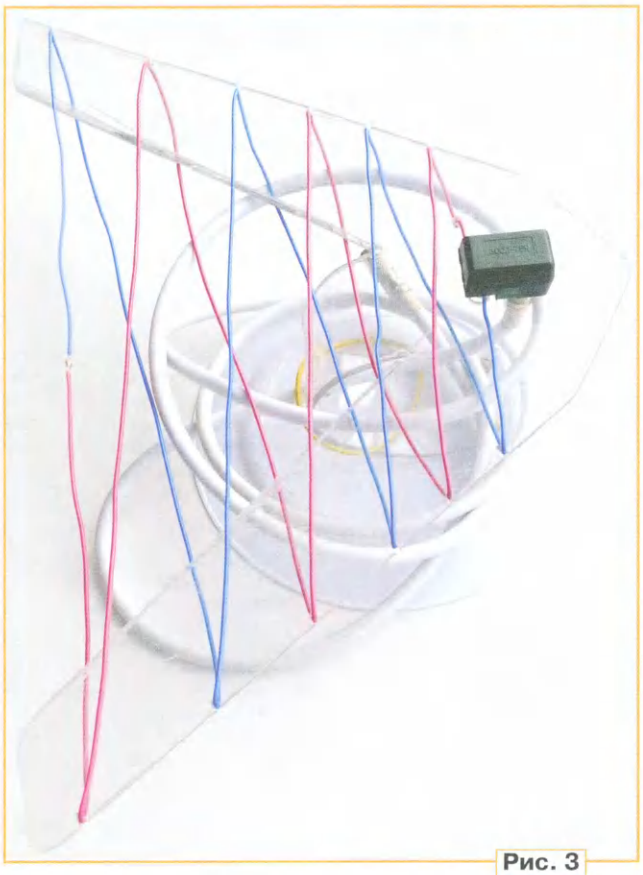


Рис. 3

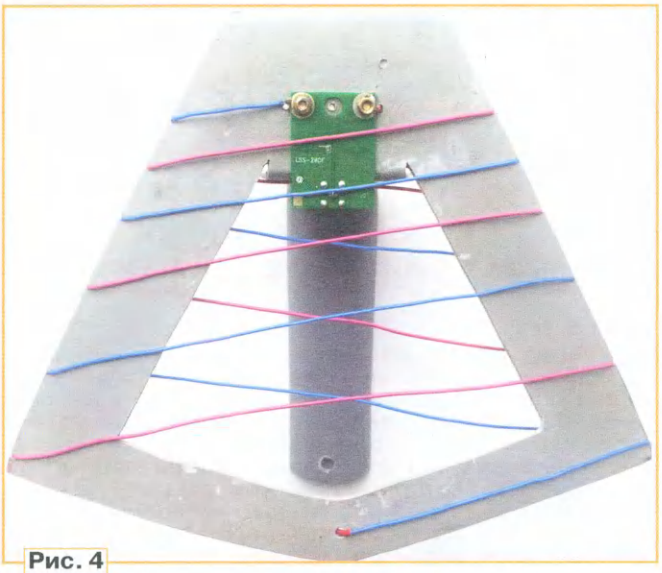
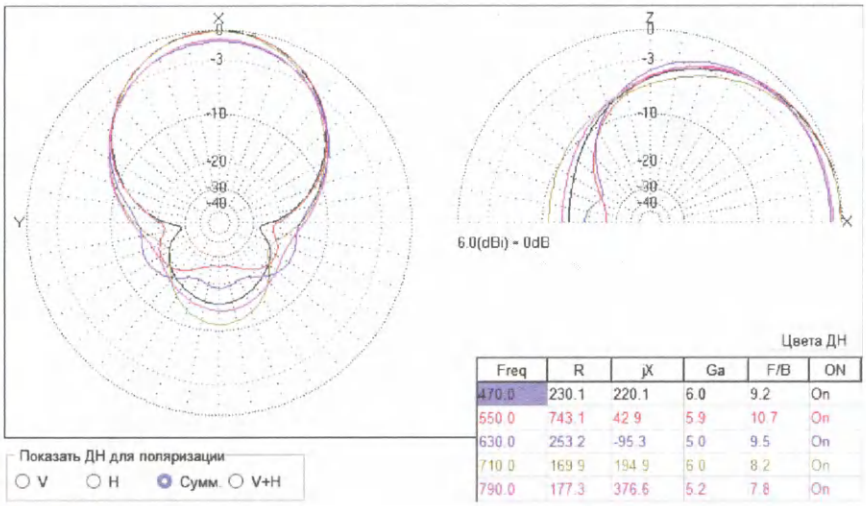


Рис. 4

ко используемая телевизионная комнатная антенна "Дельта К131" с логопериодической структурой в виде зигзагообразного полотна, как показано на **рис. 1**. По геометрии выбранной антенны была построена компьютерная модель, эскиз которой показан на **рис. 2**, изготовлены опытные макеты с согласующе-симметрирующими трансформаторами на ферритовом магнитопроводе и полосковых линиях, которые показаны на **рис. 3** и **рис. 4**. Результаты компьютерного моделирования в программе MMANA показаны на **рис. 5**, где отображены основные параметры антенны в рабочем диапазоне частот. Эти результаты подкрепили теоретические предпосылки, показав работоспособность такой антенны в качестве приёмной телевизионной в дециметровом диапазоне длин радиоволн с диаграммой направленности, соответствующей логопериодическим антеннам.



Freq	R	jX	Ga	F/B	ON
470.0	230.1	220.1	6.0	9.2	On
550.0	743.1	42.9	5.9	10.7	On
630.0	253.2	-95.3	5.0	9.5	On
710.0	169.9	194.9	6.0	8.2	On
790.0	177.3	376.6	5.2	7.8	On

Рис. 5

Изготовление предлагаемой логопериодической антенны из сжатых спиралей не требует специального оборудования и оснастки, дефицитных материалов и профессиональных компетенций. Для её создания необходимы любой неизолированный или изолированный провод диаметром около 2 мм и каркас в виде равностороннего треугольника из непроводящего материала, например, из оргстекла или распрямлённой пластмассовой канализационной трубы. Антенну изготавливают путём установки согласующего трансформатора на каркас и закрепления на нём образующего сжатую спираль провода с последующей его намоткой на каркас, затем закреплением второго провода и встречной намотки на каркас. В конце обмоток проводники соединяют между собой, а коаксиальный кабель от трансформатора для её подключения может быть проложен по осевой линии антенны, проходящей через середины сжатых витков, являющихся точками нулевого потенциала. Кабель при этом не влияет на характеристики антенны.

Натурный сравнительный анализ антенны-прототипа и макета разработанной предложенной сжатой спиральной антенны осуществлён с помощью анализатора NanoVNA U2_2, результаты измерений показаны на **рис. 6** и **рис. 7**, где приведены графики зависимости коэффициента стоячей волны антенны "Дельта К131" и предлагаемой антенны, соответственно. Как компьютерное моделирование, так и натурные измерения подтверждают создание нового направления развития антенн.

Предложенная сжатая спиральная антенна для наглядности её работы была адаптирована для использования в дециметровом диапазоне эфирного телевизионного вещания, где широко используются различные антенны, и где есть с чем сравнивать. Вместе с тем, исходя из особенностей антенных систем, когда

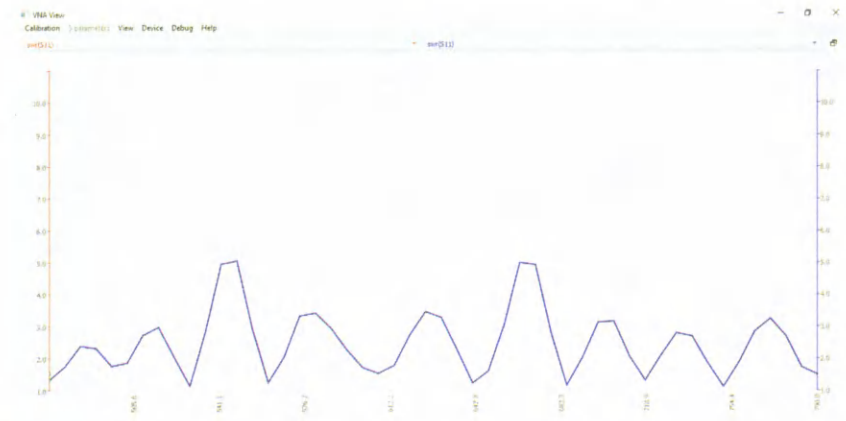


Рис. 6

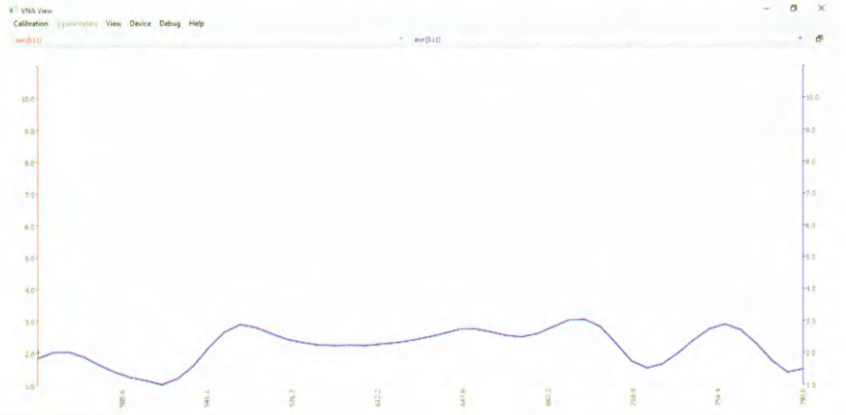


Рис. 7

они могут геометрически масштабироваться, предложенный принцип сжатия спиралей проводников может быть применён как в сантиметровом, так и в метровом и декаметровом диапазонах длин волн. При этом, например, вызывает интерес реализация таких антенн с вертикальной поляризацией в декаметровом диапазоне, когда возможно их размещение на мачтах существующих антенн, таких как диапазонный горизонтальный вибратор, часто называемый диполем С. И. Надененко, и диапазонный горизонтальный вибратор с шунтом, с установкой по фронту малоразмерных мачт с подвесом антенного полотна между ними на леерах. Причём классические спиральные антенны в этом диапазоне реализовать затруднительно из-за сложности конструкций и эксплуатации.

Техническое решение сжатой спиральной антенны зарегистрировано как инновационное в виде интеллектуального продукта с получением патента [3], но это не только не защищает его от критики, а наоборот, должно вызывать интерес к его исследованию и созданию новых более совершенных версий аналогов.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Ротхаммель К.** Антенны. — М.: ДАНВЕЛ, 2005, 812 с.

2. **Вьюгин П., Курушин А.** Широкополосная логоспиральная антенна с круговой поляризацией. — URL: **https://www.cta.ru/articles/soel/2014/2014-8/4297/** (18.06.2025).

3. Патент № 233 969 Российская федерация МПК H01Q 11/10 (2006.01). ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА: № 2025104374: заявл. 24.02.2025, опубл. 14.05.2025/Милкин В. И., Шульженко А. Е., Гурин А. В., Штепа А. П., Ефимова Н. Б. — 3 с.

***От редакции**. Файл для компьютерного моделирования антенны в программе MMANA находится по адресу **http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/ant.zip** на нашем FTP-сервере.*

Конвертер токовой петли 0/4—20 мА для Pt-100

Д. ПАНКРАТЬЕВ, г. Ташкент, Узбекистан

Интерфейс токовая петля 4—20 мА — один из самых старых и в то же время самых надёжных и помехоустойчивых стандартов передачи информации на большие расстояния [1]. Основным его применением являются промышленные системы автоматики. Описываемое устройство предназначено для преобразования сопротивления датчика температуры Pt-100 [2] в сигнал токовой петли промышленного стандарта 0—20 мА или 4—20 мА. Оно может быть рекомендовано для замены типовых промышленных преобразователей производства ведущих мировых брендов. Основным преимуществом предлагаемого устройства в сравнении с ними является его высокая экономическая эффективность, поскольку общая стоимость входящих в него радиоэлементов составляет около 5 долл. на канал, в то время как стоимость аналогичного "брендового" одноканального конвертера достигает 250 долл. и более, при сравнимых надёжности и точности преобразования. Несколько экземпляров устройства были собраны, успешно испытаны и эксплуатируются на нескольких промышленных объектах, демонстрируя высокие эксплуатационно-технические показатели.

Схема устройства приведена на **рис. 1**. Оно состоит из двух частей, выполненных на основе типовых схемотехнических решений — мостового дифференциального преобразователя сопротивление-напряжение и источника тока, управляемого напряжением (ИТУН). Первая часть представляет собой дифферен-

циальный усилитель на ОУ DA1.1, входы которого включены в диагональ измерительного моста RK1R1—R3, в котором RK1 является собственно датчиком температуры Pt-100, а R3 — компенсирующее сопротивление, определяющее баланс моста при минимальной температуре в измеряемом интервале. Как известно, датчик Pt-100 имеет типовое сопротивление 100 Ом при T = 0 °C и положительный ТКС. Дифференциальный усилитель является нормирующим, приводящим измеренную разность напряжений при максимальной температуре интервала к типовому значению +1 В.

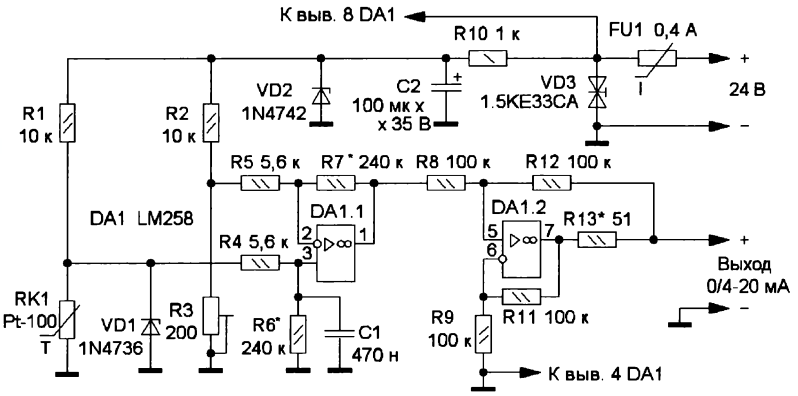


Рис. 1

ИТУН реализован на ОУ DA1.2 по распространённой схеме Холланда с заземлённой нагрузкой. Описание принципа работы этого узла и его подробный расчёт можно без труда найти в сети Интернет или в широко распространённой справочной литературе, например [3, 4]. В нашем случае для практического применения достаточно знать, что при условии R8 = R9 = R11 = R12 > >1000×R13 выходной ток I_o с высокой точностью определяется соотношением $I_o = U_o/R13$, где U_o — выходное напряжение нормирующего усилителя. Поскольку нормированное значение U_o = 1 В, для получения выходного тока 20 мА сопротивление резистора R13 должно быть 50 Ом. В общем случае сопротивление этого резистора не следует выбирать более 300 Ом. Высокая точность преобразования обеспечивается во всём интервале стандартных сопротивлений нагрузки от 0 до 500 Ом. Типовое сопротивление нагрузки составляет 120 Ом или 240 Ом, поэтому допускается последовательное подключение к выходу преобразователя двух измерительных каналов тока с целью их резервирования.

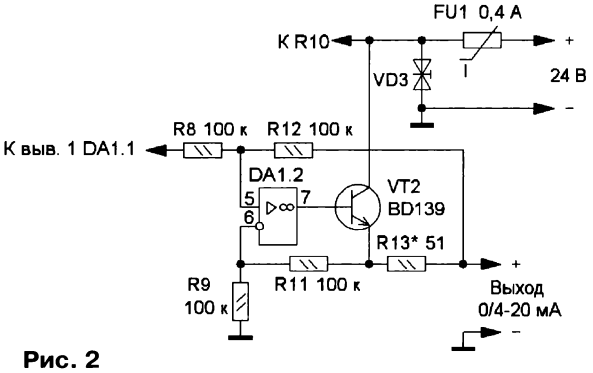


Рис. 2

Общий принцип работы устройства заключается в измерении разности напряжений в диагонали моста (на верхних по схеме выводах датчика температуры RK1 и резистора R3) с последующим нормированным усилением и преобразованием напряжения в выходной ток ИТУН. Тип характеристики преобразования — линейный.

При выходном токе 20 мА и сопротивлении нагрузки 100 Ом мощность, рассеиваемая ОУ, составляет 0,4 Вт. На практике это соответствует перегреву около +15 °C относительно температуры окружающей среды без дополнительного воздушного охлаждения. Из соображений увеличения нагрузочной способности устройства возможно применить модифицированную схему, показанную на **рис. 2**. Очевидно, что в этом случае выходной ток ОУ резко уменьшается, что сопровождается значительным облегчением его теплового режима, поскольку основная тепловая нагрузка приходится на транзистор VT1, который, кстати, может быть как биполярным структуры n-p-n, так и КМОП с каналом n-типа. Однако общая надёжность устройства при этом не возрастает, как следовало бы ожидать, исходя из общих представлений, а даже снижается. Объясняется это тем, что в типовом включении по схеме на рис. 1 выходной ток ОУ ограничивается на конструктивно предусмотренном уровне 40 мА. Даже в этом, наиболее тяжёлом режиме, мощность, рассеиваемая микросхемой ОУ, на практике не превышает 0,8 Вт при напряжении питания 24 В и сопротивлении нагрузки 100 Ом, что меньше предельно допустимого значения 1,3 Вт. Конечно, в таком тепловом режиме длительная работа микросхемы не рекомендуется, однако кратковременные перегрузки допустимы за счёт наличия встроенного механизма защиты по току. В случае применения выходного транзистора ограничения тока с увеличением входного напряжения ОУ не происходит, и без принятия дополнительных мер транзистор может легко достичь состояния теплового пробоя. Кроме того, неконтролируемое возрастание выходного тока может вызвать повреждение дорогостоящего контроллерного оборудования, подключённого к выходу устройства. Применение КМОП транзистора в этом устройстве может быть целесообразно в генераторах тока средней мощности, рассчитанных на сотни миллиампер и единицы ампер при условии ограничения входного напряжения.

Питание преобразователя должно осуществляться от промышленного стабилизированного блока питания с выходным напряжением 24 В, в обязательном порядке входящего в состав штатной системы питания контроллера АСУТП и/или активных барьеров искрозащиты. По этой причине общего стабилизатора напряжения питания не предусмотрено, применяется только дополнительная стабилизация напряжения питания измерительного моста +12 В с помощью параметрического стабилизатора VD2R10C2. Потребляемый самим преобразователем ток (за вычетом выходного тока, но с учётом тока через стабилитрон VD2) не превышает 15 мА.

Супрессор VD3, самовосстанавливающийся предохранитель (PPTC) FU1 и элементы VD1, C1 служат для защиты от флуктуаций напряжения на длинных линиях по питанию и по входу соответственно при отсутствии барьеров искрозащиты.

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Детали. Точность и температурная стабильность преобразователя полностью определяется классом применяемых компонентов, в основном, резисторов. Для достижения точности не хуже ±1 % следует использовать резисторы с соответствующим допуском. В большинстве случаев прикладного применения достаточно допуска ±5 %. ОУ LM258 — для промышленного применения в составе устройства в интервале температур окружающей среды от –40 °С до +90 °С (без учёта перегрева корпуса от рассеиваемой мощности). В нормальных условиях эксплуатации при температуре 0...+50 °С можно использовать ОУ серии LM358 общего назначения и LM158 — для промышленной эксплуатации в жёстких условиях в интервале температур –55...+110 °С. Экземпляры микросхемы рекомендуется подобрать по току ограничения при КЗ на выходе, приблизительно равном 40 мА. Все постоянные резисторы — С2-33Н. Резисторы этого типа выпускаются с допусками ±1 %, ±2 %, ± 5 % и ±10 %, поэтому необходимо выбрать требуемый класс точности. Следует иметь в виду, что резисторы с сопротивлением до 240 кОм и классом точности ±1 % имеют также наименьший ТКС ±100 ppm в интервале температур +20...200 °С. Наиболее существенное значение имеют ТКС подстроечного резистора R3 и токозадающего резистора R13. Подстроечные многооборотные резисторы серии 3296 обладают достаточно хорошим ТКС ±100 ppm. При необходимости обеспечения более высокой температурной стабильности рекомендуется на месте резисторов R3 и R13 использовать прецизионные резисторы с возможно меньшим ТКС (±50 ppm и менее).

Стабилитрон VD1 может быть 1N4734—1N4740 с напряжением стабилизации 5,6....10 В, стабилитрон VD2 — 1N4740—1N4742 с напряжением стабилизации 10...12 В. Конденсатор С1 — К10-17б или аналогичный с номинальным напряжением 40 В, конденсатор С2 — К50-35, К50-68 или аналогичный. Супрессор VD3 — 1.5KE33CA, 1.5KE36CA, P6KE33CA, P6KE36CA. В случае применения несимметричного супрессора (без индекса С) требуется соблюдать полярность включения (анодом к общему проводу), FU1 — TRF, JK или аналогичный на ток срабатывания 0,4...0,63 А и напряжение не менее 36 В.

Налаживание правильно собранного преобразователя сводится к его калибровке в требуемом интервале температур и выходного тока. Калибровка проводится в двух точках измеряемого температурного интервала — на его краях при минимальной и максимальной температурах. При невозможности калибровки в области отрицательных температур проводится калибровка при температуре 0 °С с внесением поправки в соответствии с типовой таблицей зависимости сопротивления термодатчика от температуры R(T) по стандарту DIN EN 60751 (**таблица**).

Перед началом калибровки подключают к выходу устройства (между правым по схеме выводом резистора R13 и общим проводом) нагрузку с сопротивлением 100±1 Ом. Необходимо помнить, что от точности этого резистора в основном зависит точность калибровки. Этот резистор, как и всё устройство, за исключением датчика RK1, должны находиться в стабильных нормальных условиях. Процесс калибровки начинают с установки необходимого значения выходного тока при минимальной температуре. Предположим, требуется откалибровать преобразователь в интервале температур –10...+40 °С (один из стандартных интервалов) и тока 4...20 мА. Выбирают нижнюю температурную точку для калибровки 0 °С, как более доступную. Согласно таблице, типовое сопротивление датчика при –10 °С составляет 96,09 Ом. Следовательно, ток при 0 °С будет отличаться от тока при –10 °С в 100/96,1 = 1,04 раза и будет равен 4,162 мА. Помещают датчик в ёмкость с размороженной дистиллированной водой с кусочками льда. Погружаемая часть датчика должна полностью находиться в воде и не иметь физического контакта с крупными кусками льда. Воду в ёмкости в процессе калибровки следует постоянно перемешивать. Температуру воды надо непрерывно контролировать лабораторным ртутным термометром (в быту возможно использовать термометр для химической фотографии). Подключив милливольтметр параллельно нагрузочному сопротивлению, вращением движка резистора R3 добиваются его показаний, равных 416,2 мВ. Затем, поместив датчик в ёмкость с водой с контролируемой температурой +40 °С, одновременным подбором резисторов R6, R7 добиваются показаний 2 В, что соответствует значению тока 20 мА. При точности более 2 % допустимо осуществлять подбор сопротивления только одного резистора R7 в интервале ±10 %. После завершения подборки резистора R7 устанавливают резистор R6 с таким же сопротивлением. После чего цикл калибровки повто-

°С	Ω	Ω / °С	°С	Ω	Ω / °С	°С	Ω	Ω / °С	°С	Ω	Ω / °С
-200	18,52	0432	70	127,08	0383	340	226,21	0352	610	316,92	0320
-190	22,83	0429	80	130,90	0382	350	229,72	0350	620	320,12	0319
-180	27,10	0425	90	134,71	0380	360	233,21	0349	630	323,30	0318
-170	31,34	0422	100	138,51	0379	370	236,70	0348	640	326,48	0317
-160	35,34	0419	110	142,29	0378	380	240,18	0347	650	329,64	0316
-150	39,72	0417	120	146,07	0377	390	243,64	0346	660	332,79	0315
-140	43,88	0414	130	149,83	0376	400	247,09	0345	670	335,93	0313
-130	48,00	0412	140	153,58	0375	410	250,53	0343	680	339,06	0312
-120	52,11	0409	150	157,33	0374	420	253,96	0342	690	342,18	0311
-110	56,19	0407	160	161,05	0372	430	257,38	0341	700	345,28	0310
-100	60,26	0405	170	164,77	0371	440	260,78	0340	710	348,38	0309
-90	64,30	0403	180	168,48	0370	450	264,18	0339	720	351,46	0308
-80	68,33	0402	190	172,17	0369	460	267,56	0338	730	354,53	0307
-70	72,33	0400	200	175,86	0368	470	270,93	0337	740	357,59	0305
-60	76,33	0399	210	179,53	0367	480	274,29	0335	750	360,64	0304
-50	80,31	0397	220	183,19	0365	490	277,64	0334	760	363,67	0303
-40	84,27	0396	230	186,84	0364	500	280,98	0333	770	366,70	0302
-30	88,22	0394	240	190,47	0363	510	284,30	0332	780	369,71	0301
-20	92,16	0393	250	194,10	0362	520	287,62	0331	790	372,71	0300
-10	96,09	0392	260	197,71	0361	530	290,92	0330	800	375,70	0298
0	100,00	0391	270	201,31	0360	540	294,21	0328	810	378,68	0297
10	103,90	0390	280	204,90	0358	550	297,49	0327	820	381,65	0296
20	107,79	0389	290	208,48	0357	560	300,75	0326	830	384,60	0295
30	111,67	0387	300	212,05	0356	570	304,01	0325	840	387,55	0294
40	115,54	0386	310	215,61	0355	580	307,25	0324	850	390,48	0293
50	119,40	0385	320	219,15	0354	590	310,49	0323			
60	123,24	0384	330	222,68	0353	600	313,71	0322			

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

ряют. Число циклов калибровки должно быть не менее трёх, при необходимости — более. В бытовых условиях при калибровке при температуре +40...50 °С допустимо использовать в качестве калибровочного значения нормальную температуру человеческого тела +36,6 °С, внеся поправки в соответствии с таблицей RK1(36,6 °С) ≈ 114,2 Ом, I_0 ≈ 19,77 мА. Результат в этом случае может быть получен достаточно точный.

Естественно, что для промышленного применения конвертеров в процессе их калибровки должны использоваться средства измерений, прошедшие метрологическую аттестацию (поверку) и имеющие соответствующий сертификат соответствия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Токовая петля 4-20 мА. — URL: **https://energetik.uz/kipia/tokovaya_petlya_4_20_ma-14.php** (18.06.25).

2. Датчик Pt-100 что это? — URL: **https://olil.ru/articles/datchik-pt100-chto-eto?ysclid=mc26gv9h92599141041** (18.06.25).

3. Источники тока с заземлённой нагрузкой. — URL: **https://bstudy.net/846600/tehnika/istochniki_toka_zazemlennoy_nagruzkoy** (18.06.25).

4. Choose resistors to minimize errors in grounded-load current source. — URL: **https://www.edn.com/choose-resistors-to-minimize-errors-in-grounded-load-current-source/** (18.06.25).

Стенд для проверки высоковольтных радиоэлементов

И. НЕЧАЕВ, г.Москва

В радиолюбительской практике применяются высоковольтные радиоэлементы: стабилитроны, супрессоры, светодиодные матрицы, филаментные светодиоды, неоновые лампы, варисторы, газовые разрядники и т. д. Проверка их работоспособности и ремонт, например, светодиодных сетевых ламп, связана с определёнными трудностями, одной из которых является необходимость применения источника питания с напряжением до 200 В. Использование для этой цели сети 230 В небезопасно. Выходом из этой ситуации может быть применение малогабаритного повышающего преобразователя напряжения (инвертора), входящего в состав комплекта для тюнинга автомобиля. Кроме него, в комплект входят EL-лента (так называемая неоновая нить) и разъём для подключения к бортсети автомобиля [1]. Приобрести такой преобразователь можно и отдельно [2]. Подробнее об использовании этого преобразователя напряжения в различных радиолюбительских конструкциях рассказано в [3, 4].

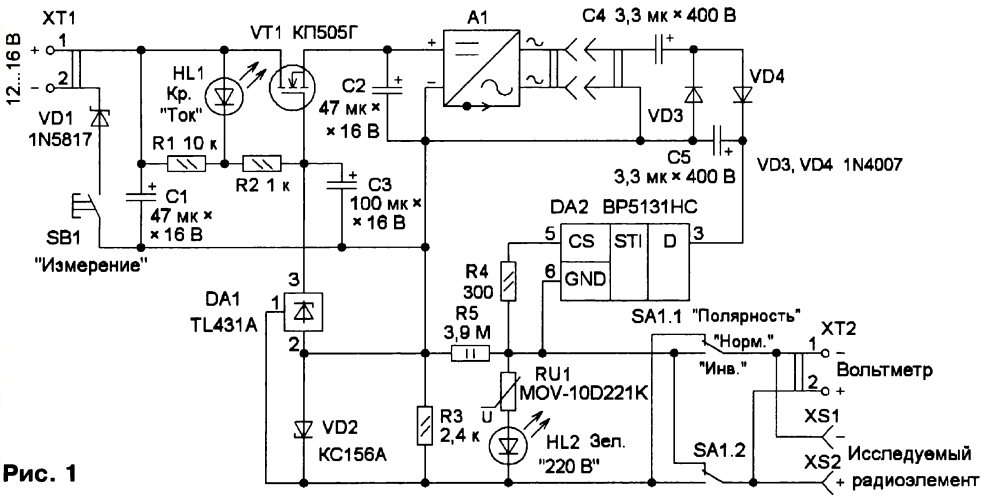
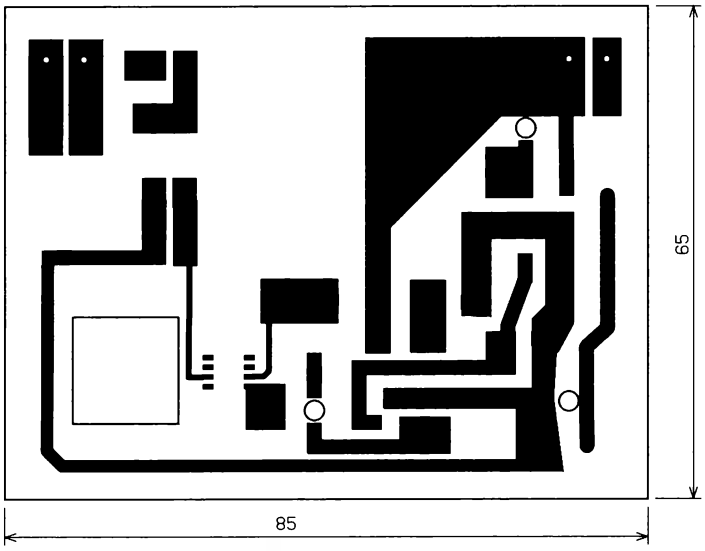


Рис. 1

Такой преобразователь применён в стенде для проверки высоковольтных радиоэлементов, описание которого приводится далее. Схема устройства показана на **рис. 1**. Оно содержит регулятор напряжения на полевом транзисторе VT1 и микросхеме DA1 (TL431A) параллельного стабилизатора напряжения. От регулятора питается преобразователь напряжения A1, выходное переменное напряжение которого поступает на диодный выпрямитель с удвоением напряжения, собранный на диодах VD3, VD4 и конденсаторах C4, C5. К выходу выпрямителя подключён линейный стабилизатор тока на микросхеме DA2 (BP5131HC [5]). Микросхемы этой серии, а также аналогичные широко применяются в драйверах светодиодных сетевых ламп, в которых они также выполняют функцию стабилизатора тока. Микросхема BP5131HC допускает работу при напряжении до 500 В, а ток стабилизации $I_{ст}$ можно установить с помощью резистора R4: $I_{ст}$ = 0,6/R4. В устройстве установлен ток $I_{ст}$ = 2 мА. В результате через радиоэлемент будет протекать ток, не превышающий этого значения. Исследуемый радиоэлемент подключают к разъёмам XS1, XS2 ("крокодил" или аналогичные). Для питания устройства можно использовать сетевой лабораторный источник питания с выходным напряжением 12...16 В. Диод VD1 защищает устройства от неправильной полярности питающего напряжения.

Вольтметр для контроля напряжения на радиоэлементе подключают к разъёму XT2, который соединён параллельно с выходными разъёмами. Переключателем SA1 можно изменять поляр-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru



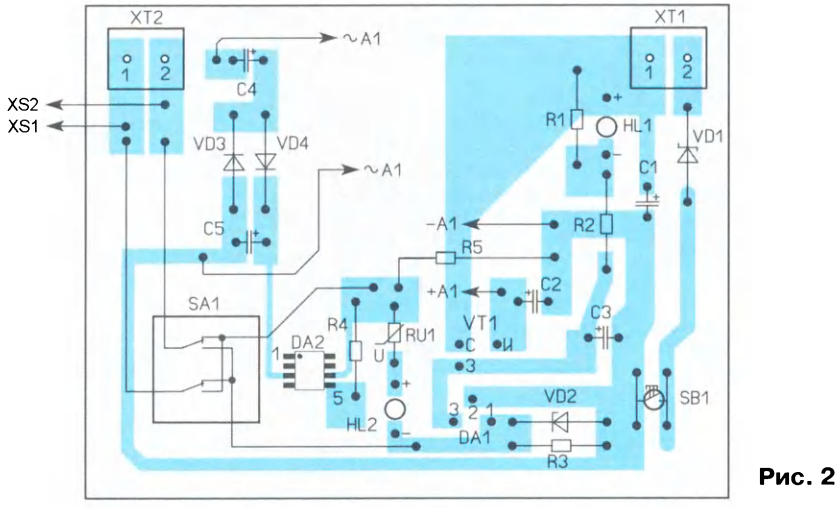


Рис. 2

ность напряжения на радиоэлементе, поэтому контрольный вольтметр должен быть с автоматическим переключением пределов измерения и полярности. Варистор RU1 ограничивает максимальное выходное напряжение на уровне 220 В [6], когда он начинает проводить, светодиод HL2 светит. Резистор R5 служит для разрядки конденсаторов C4, C5 после окончания проведения измерения. Стабилитрон VD2 защищает вход микросхемы DA1 от минусовой полярности входного напряжения и повышенного напряжения плюсовой полярности.

Устройство работает следующим образом, а измерения проводят в следующей последовательности. К устройству подключают проверяемый радиоэлемент, вольтметр и нажимают на кнопку "Измерение". В начальный момент конденсатор C3 разряжен, транзистор VT1 закрыт, и инвертор A1 обесточен. Начинается относительно медленная зарядка конденсатора C3, транзистор VT1 постепенно открывается, и питающее напряжение поступает на инвертор A1. В какой-то момент он запускается, и на выпрямитель поступает плавно нарастающее переменное напряжение. Постоянное напряжение на его выходе также увеличивается и поступает на проверяемый радиоэлемент. Он начинает проводить ток, который протекает также через резистор R3. Когда напряжение на этом резисторе достигнет 2,5 В, ток через микросхему стабилизатора DA1 возрастёт, и конденсатор C3 начнёт разряжаться. В результате транзистор VT1 закрывается, и напряжение питания инвертора уменьшается, поэтому напряжение на выходе выпрямителя стабилизируется на уровне, при котором через проверяемый радиоэлемент протекает ток около 1 мА. В этот момент и проводится измерение напряжения с помощью вольтметра. Время измерения — 2...3 с. Если радиоэлемент в какой-то полярности не проводит, выходное напряжение ограничит варистор RU1, при этом загорится светодиод "220 В". После окончания измерения следует подождать около 10 с до отключения проверяемого радиоэлемента, пока конденсаторы выпрямителя разрядятся.

Все детали, кроме разъёмов для подключения радиоэлементов, размещены на односторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Её чертёж показан на **рис. 2**. Большинство элементов, кроме разъёмов XT1, XT2, смонтированы со стороны печатных проводников. Для светодиодов HL1, HL2, переключателя SA1, толкателя кнопки SB1 и выводов разъёмов XT1, XT2 в плате сделаны отверстия соответствующих размеров и формы.

Применены постоянные резисторы МЛТ, С2-23, оксидные конденсаторы — импортные, инвертор — с номинальным напряжением питания 12 В. Полевой транзистор следует применить с малым напряжением открывания и допустимым током стока не менее 100 мА. Светодиод HL1 следует применить красного свечения, а светодиод HL2 — любого другого, например, зелёного, жёлтого, синего или белого. Переключатель — любой малогабаритный, рассчитанный на работу при напряжении не менее 250 В. Кнопка — любая малогабаритная с самовозвратом. Разъёмы XT1, XT2 — клеммники серии KLS. Максимальное выходное напряжение можно уменьшить, применив варистор с меньшим классификационным напряжением [6]. Внешний вид смонтированной платы показан на **рис. 3**.

Печатная плата одновременно выполняет функцию передней панели, на которой нанесены надписи. Размеры пластмассового корпуса — 22×65×85 мм. Инвертор приклеен секундным клеем на дне корпуса. Изолированные гибкие провода с разъёмами для подключения радиоэлемента выведены через паз в боковой стенке корпуса. Внешний вид устройства показан на **рис. 4**.

Ток, потребляемый устройством, проверенный экспериментально, — 40 мА в случае короткого замыкания выхода и 55 мА — при разомкнутом выходе (при этом включается светодиод HL2). Поскольку выходной ток устройства не превышает 2 мА, в этом смысле оно безопасно, но выходное напряжение превышает 200 В, что уже чувствительно. Поэтому пользоваться устройством надо аккуратно, проводя

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

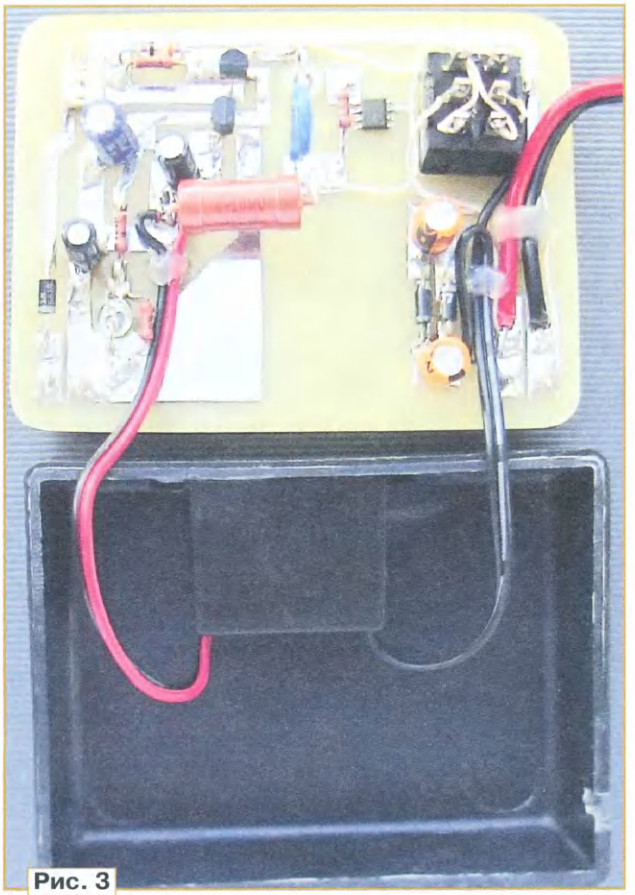


Рис. 3

измерения только после подключения радиоэлемента, и, не прикасаясь к выходному разъёму, нажимать на кнопку "Измерение". Через несколько секунд после окончания измерения можно отключать радиоэлемент.

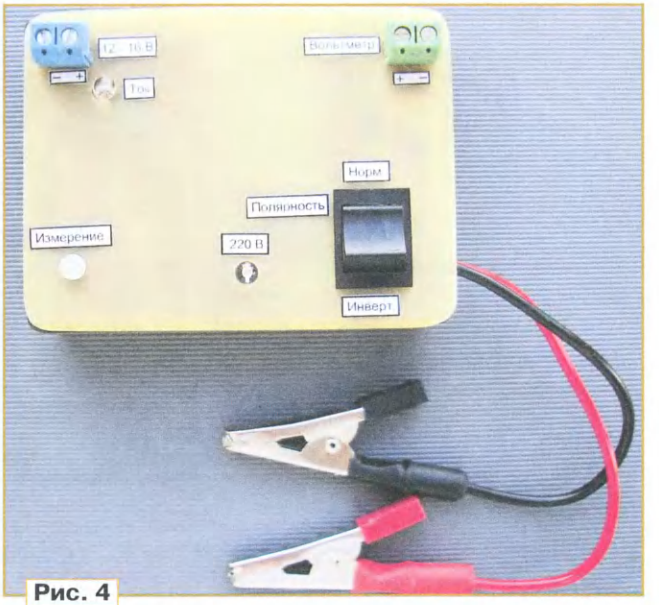


Рис. 4

ЛИТЕРАТУРА

1. Неоновая нить синяя. — URL: **https://clck.ru/3M3tLn** (10.06.25).

2. Контроллер для подключения EL провода (тонкого гибкого неона) к 12В DC. — URL: **https://panda-electric.ru/kontroller-dlja-podkljuchenija-el-provoda--tonkogo-gibkogo-neona--k-12v-dc** (10.06.25).

3. **Нечаев И.** Инвертор "холодного неона" в импровизированном стенде для проверки и ремонта светодиодных ламп. — Радио, 2025, № 4, с. 34—36.

4. **Нечаев И.** "Неоновая нить" в праздничных и новогодних украшениях. — Радио, 2025, № 6, с. 51—56.

5. BP5131HC. High Voltage Linear LED Driver. — URL: **https://clck.ru/3M3trd** (10.06.25).

6. MOV-10DxxxK Series—Metal Oxide Varistor. — URL: **https://www.farnell.com/datasheets/2360473.pdf** (10.06.25).

Вольтметр действующего и средневыпрямленного значений напряжения в звуковом диапазоне частот с цветным дисплеем и батарейным питанием

А. КУЗЬМИНОВ, г. Москва

В статье описан цифровой вольтметр, измеряющий действующее значение входного напряжения $U_Д$ (true RMS) и его средневыпрямленное значение $U_{СР}$, вычисляющий коэффициент формы $K_Ф = U_Д/U_{СР}$ и позволяющий проверять синусоидальную форму сигнала на трёх интервалах амплитудного значения напряжений $U_{АМП}$: до 0,3 В, до 1 В и до 20 В. Прибор также измеряет частоту входного сигнала F и все параметры ($U_Д$, $U_{СР}$, $K_Ф$ и F) выводит на цветной 0,96" TTF-дисплей.

Прежде чем описывать само устройство вольтметра, приведём некоторые известные соотношения, связанные с действующим и средневыпрямленным значениями напряжений сину-

соидального сигнала, которые могут понадобиться для объяснения основных принципов функционирования прибора.

Как известно, если напряжение U(t) имеет синусоидальную форму, т. е. если $U(t) = U_{АМП}\sin(t)$, где $U_{АМП}$ — его амплитудное значение, то его среднее значение $U_{СР}$ за половину периода (0—π) и средневыпрямленное за период (0—2π) одинаковы и определяются следующей формулой:

$$U_{СР} = U_{АМП}\int_0^{\pi}\sin(t)dt = U_{АМП}\int_0^{2\pi}|\sin(t)|\,dt = \quad (1)$$
$$= U_{АМП}\frac{2}{\pi} \approx 0{,}6366\,U_{АМП}.$$

Действующее значение $U_Д$ напряжения синусоидальной формы — это среднеквадратическое (rms — root mean square) из всех мгновенных значений, которое одинаково за половину периода (0—π) и за период (0—2π) и определяется формулой:

$$U_Д = U_{АМП}\sqrt{\int_0^{\pi}\sin(t)^2dt} = U_{АМП}\sqrt{\int_0^{2\pi}\sin(t)^2dt} = \quad (2)$$
$$= U_{АМП}\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0{,}7071\,U_{АМП}.$$

Формулы (1) и (2) работают только в одну сторону или, другими словами, если $U_{СР} = U_{АМП}(2/\pi)$ или $U_Д = U_{АМП}(1/\sqrt{2})$, то U(t) не обязательно имеет синусоидальную форму. Если, например, U(t) — меандр с небольшой постоянной составляющей (т. е. явно несинусоидальный сигнал), то можно подобрать такое значение этой постоянной составляющей, при котором $U_{СР} \approx 0{,}6366\,U_{АМП}$. При этом, естественно, $U_Д \neq 0{,}7071\,U_{АМП}$. Аналогично можно найти такую функцию U(t), при которой $U_Д \approx 0{,}7071U_{АМП}$, но $U_{СР} \neq 0{,}6366\,U_{АМП}$. Другими словами, если выполняются оба соотношения (1) и (2), т. е., если $U_{СР} = U_{АМП}(2/\pi)$ и одновременно $U_Д = U_{АМП}(1/\sqrt{2})$, то сигнал синусоидален. В связи с этим введён так называемый коэффициент формы $K_Ф$, который равен отношению действующего значения $U_Д$ к среднему $U_{СР}$ и может быть найден из (1) и (2):

$$K_Ф = U_Д/U_{СР} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1{,}1107. \quad (3)$$

Формула (3), как нетрудно догадаться, работает в обе стороны, т. е., если сигнал синусоидален, то $K_Ф = \pi/(2\sqrt{2})$, и если $K_Ф = \pi/(2\sqrt{2})$, то сигнал также синусоидален. Поскольку, как следует из формулы (3), коэффициент формы не зависит ни от амплитуды, ни от частоты, то он может быть использован как критерий синусоидальности сигнала. Другими словами, измерив $K_Ф$ и получив значение $K_Ф \approx 1{,}1107$, можно быть уверенным в том, что сигнал синусоидален вне зависимости от его амплитуды и частоты.

Так вот, основное назначение описываемого далее прибора — не только измерение действующего ($U_Д$) и средневыпрямленного ($U_{СР}$) значений входного напряжения (хотя, конечно, и это, на то он и вольтметр), а главное, — вычисление коэффициента формы $K_Ф$ и индикация всех этих трёх параметров на дисплее.

Следует заметить, что существующие приборы — цифровые вольтметры или мультиметры, которые, в том числе, измеряют действующее значение $U_Д$, условно можно разделить на три категории. Первая и самая дешёвая категория — недорогие приборы, которые измеряют выпрямленное диодами входное напряжение и для получения действующего значения просто "умножают" это напряжение на 1,11. Так же работают и стрелочные тестеры, которые калибруются соответствующим образом. В основном эти приборы измеряют действующее значение сетевого напряжения или снятое с выходных обмоток трансформатора напряжение на частоте переменного тока 50 Гц. При большей частоте они дают существенную погрешность. Ко второй категории можно отнести приборы, которые измеряют истинное действующее значение напряжения $U_Д$ (True RMS). Эти приборы на порядок дороже первых. Однако и они, в большинстве случаев, измеряют $U_Д$ на частотах до 1 кГц, а на больших частотах дают значительную погрешность. И, наконец, к третьей категории можно отнести приборы, измеряющие и $U_Д$, и $U_{СР}$ на частотах до 100 кГц, однако они ещё на порядок дороже вторых. Стоимость же комплектующих описываемого прибора существенно меньше.

Здесь может возникнуть вопрос: а зачем нужен такой вольтметр, да ещё с такой неравномерной шкалой 0,3 В, 1 В и 20 В? Эти пределы выбраны не случайно. Первый (0,3 В) соответствует амплитудному значению сигнала, полученного от источника звука (плеер, проигрыватель виниловых пластинок, телефон). Например, существуют специальные виниловые диски с тестовыми сигналами такой амплитуды или тестовые сигналы записываются на телефон; кроме того, протестировать можно и сам генератор синусоидальных сигналов звукового диапазона на такой амплитуде. С помощью таких тестовых сигналов проверяют синусоидальность входных сигналов для предварительных усилителей. А вот их выходные сигналы имеют уже амплитуду до 1 В. Поэтому и выбран второй предел (1 В), чтобы можно было проверить синусоидальность выходных сигналов предварительных усилителей. Третий предел (20 В) используется для тестирования на предмет синусоидальности выходных сигналов самих УМЗЧ. Интервал амплитудных значений подобных сигналов лежит, как правило, в пределах 16...20 В. Так что выбор трёх таких пределов, на взгляд автора, вполне логичен.

Схема вольтметра (**рис. 1**), на взгляд автора, не отличается особой сложностью. Основным средством измерения действующего ($U_Д$) и средневыпрямленного ($U_{СР}$) напряжений является микросхема AD737 (DA2) производства компании Analog Devices. Её схема включения, начиная с конденсатора C2 и заканчивая ОУ DA3.1 (AD8542) с некоторыми дополнениями, взята из справочного листка (datasheet) на AD737. Более подробно об этой схеме и её настройке можно прочитать в [1]. Микросхема AD737 имеет два узла: первый вычисляет $U_{СР}$, поступающее на вход Cc (выв. 1), второй — его $U_Д$. Оба эти напряжения в виде постоянного значения выводятся на выход OUT (выв. 6) в зависимости от того, подключены ли конденсаторы C4 и C5 или нет к входу Cav (выв. 5), вторые выводы конденсаторов должны быть соединены с общим проводом. Если конденсаторы подключены, то выводится $U_Д$, в противном случае узел вычисления $U_Д$ отключается, и выводится $U_{СР}$. Подключением этих конденсаторов к общему проводу и их отключением управляет транзистор VT1 (IRFHS8342), на затвор которого через резистор R15 подаётся сигнал от микроконтроллера (MK) DD1.

Коэффициент усиления ОУ DA3.1, как можно убедиться из рис. 1, приблизительно равен единице; он равен R14/(R12+R13) и подбирается при налаживании для установки "нуля" всего устройства, а резисторы R8 и R11 предназначены для установки единичного коэффициента усиления, который также устанавливают при налаживании. Как уже упоминалось, налаживание подробно описано в [1].

Входной конденсатор C2 предназначен для того, чтобы постоянная составляющая входного напряжения не попала на вход микросхемы DA2. Делитель напряжения R9, R10 предназначен для получения половины напряжения питания (+5 В), т. е. +2,5 В, которое подаётся на вход Vin DA2 (выв. 2) и одновременно на неинвертирующий вход ОУ DA3.1. Конденсаторы C3, C6, C12 — блокировочные. Конденсатор C7 превращает ОУ DA3.1 в интегра-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

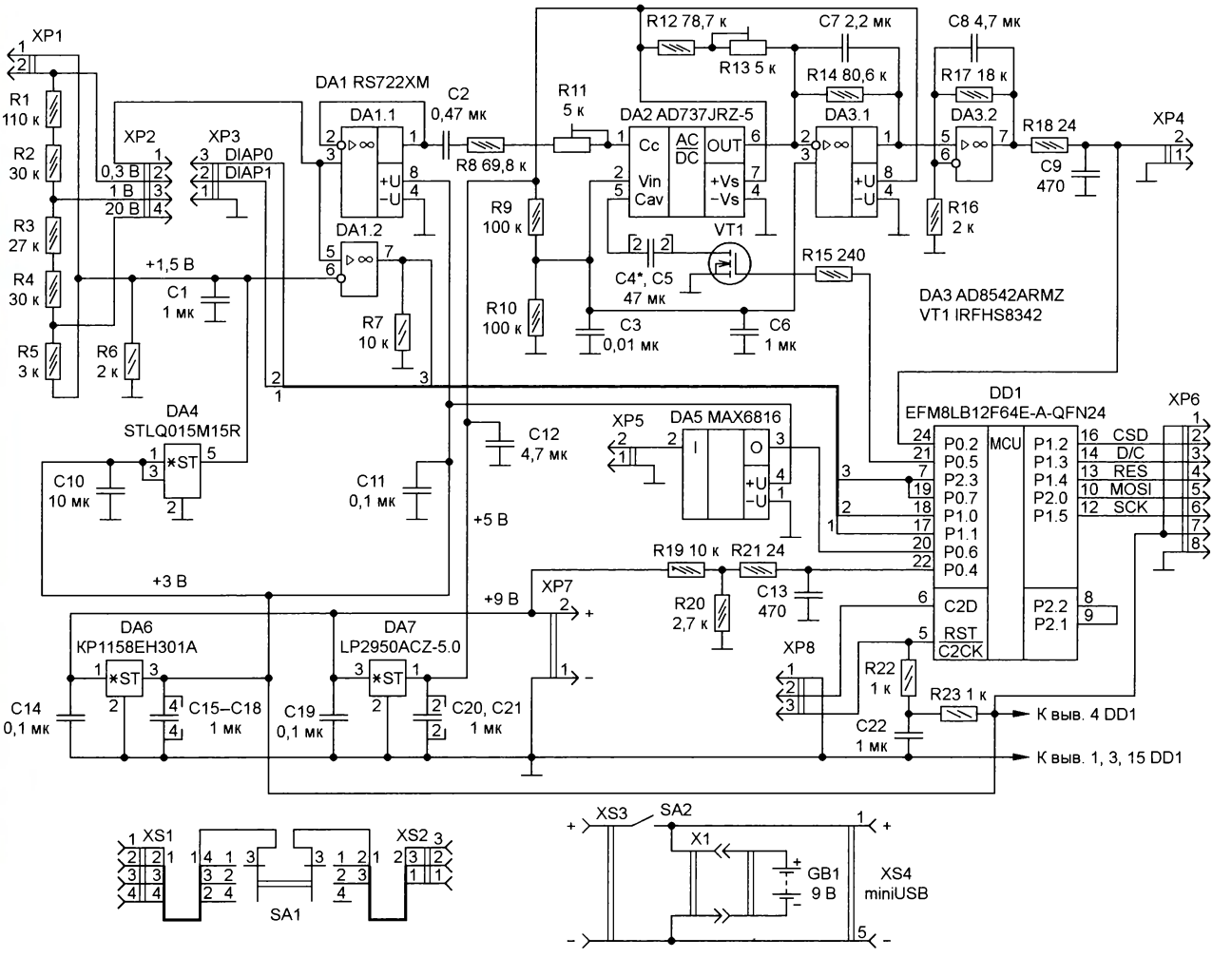


Рис. 1

тор (или ФНЧ) для устранения неизбежно появляющейся небольшой переменной составляющей выходного напряжения (см. datasheet), что является источником некоторой погрешности при измерении выходного напряжения этого ОУ. Конденсаторы C20 и C21 — блокировочные по напряжению питания 5 В.

Наименьшую погрешность входная цепь имеет при входном напряжении около 200 мВ (**рис. 2**, **рис. 3** из datasheet). Однако такое небольшое напря-

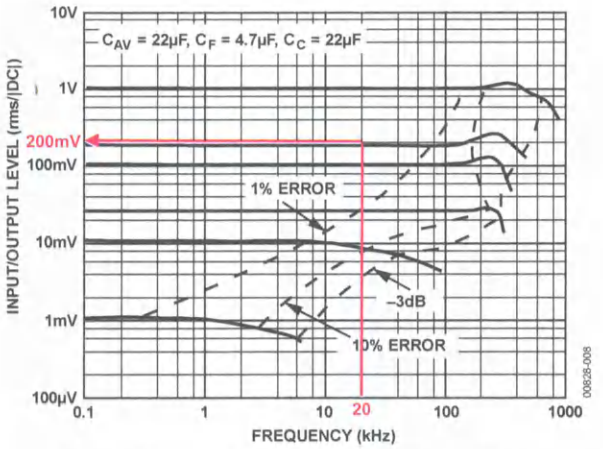


Figure 4. Frequency Response Driving Pin 1, Low-Z Input (DC Output Polarity is Negative Going)

Рис. 2

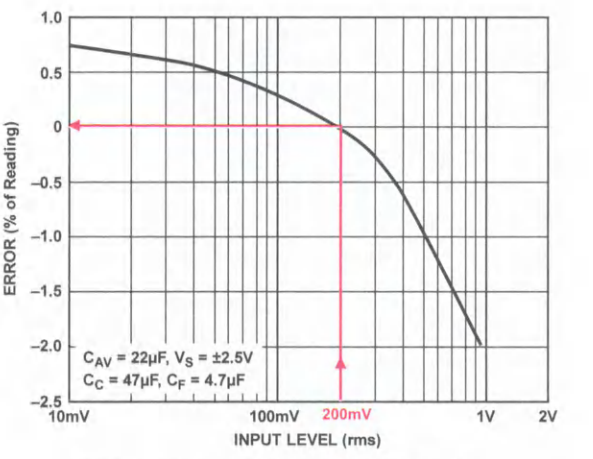


Figure 22. Error vs. RMS Input Level Driving Pin 1

Рис. 3

жение при его измерении АЦП МК даёт значительную погрешность, поскольку максимальное напряжение, требующееся для измерения АЦП МК, — 2,2 В. Поэтому выходное напряжение ОУ DA3.1 усиливает в десять раз неинвертирующий усилитель на ОУ DA3.2, коэффициент усиления которого равен R17/R16 + 1 = 10. Конденсатор C8 в ОС DA3.2 превращает этот ОУ в ФНЧ для дополнительного устранения погрешности — переменной составляющей на выходе этого ОУ. RC-цепь R18, C9 — стандартная, требующаяся для адекватного измерения постоянного напряжения АЦП МК. После этой цепи сигнал подаётся на один из аналоговых входов МК, предназначенных для подключения к его АЦП. Одновременно этот сигнал поступает на двухконтактный разъём XP4 (PLL-02), являющийся технологическим и предназначенный для тестового измерения выходного напряжения цифровым вольтметром или мультиметром, работающим в режиме измерения постоянного напряжения.

Прибор питается напряжением около +9 В от аккумуляторной батареи GB1 типоразмера 6LF22. Это напряжение поступает с разъёма XP7 (PSLM-02), к нему ответным разъёмом XS3 (SIP-02) подключаются батарея и выключатель питания SA2. Для зарядки аккумуляторной батареи используется встроенный в неё разъём XS4 miniUSB, к которому подключают кабель, соединяющий со стандартным разъёмом USB, например, с разъёмом USB источника питания +5 В для зарядки телефона. Этот кабель поставляется вместе с аккумулятором 6LF22. Для измерения выходного напряжения аккумулятора используется делитель напряжения на резисторах R19 и R20 и стандартная RC-цепь R21, C13, с которой выходное напряжение подаётся на второй аналоговый вход МК, предназначенный для подключения к его АЦП.

Входное измеряемое напряжение поступает с разъёма XP1 (PSLM-02). Делитель напряжения R1—R5 предназначен для деления входного напряжения так, чтобы входное напряжение, подаваемое на вход DA2, не превышало 200 мВ. Если амплитудное значение входного напряжения равно 0,3 В ($U_д = U_{амп}/\sqrt{2} \approx$ ≈ 0,212 В или около 200 мВ), оно подаётся напрямую (с точки "0,3 В"), если $U_{амп}$ = 1 В ($U_д \approx$ ≈ 0,707 В), то оно подаётся с точки "1 В" делителя, и, наконец, если $U_{амп}$ = 20 В ($U_д \approx$ 14,1 В), то оно подаётся с точки "20 В". Для осуществления такого переключения пределов используется движковый трёхпозиционный переключатель на два направления SA1 (ПД-47). Когда амплитуда входного напряжения 1 В, в точке, обозначенной "1 В", оно будет равно (R3+R4+R5)/(R1+ + R2+R3+R4+R5) = 60/200 = 0,3 В. Если амплитуда входного напряжения 20 В, в точке, обозначенной "20 В", оно будет равно 20×R5/(R1+R2+R3+R4+R5) = = 20×3/200 = 0,3 В. Таким образом, если входные напряжения равны 0,3 В, 1 В и 20 В (амплитудные значения), то, если брать сигналы с соответствующих точек, они будут иметь одно и то же значение 0,3 В с действующим значением $U_д \approx 0{,}212$ В, что и требуется.

Сигналы 20 В, 1 В и 0,3 В выведены на разъём XP2 (PSLM-04), к которому подключают разъём XS1, соединённый с переключателем SA1. Второе направление этого переключателя предназначено для "информирования" МК о том, какой из пределов выбран. Для этого предназначены сигналы DIAP0 и DIAP1, выведенные с соответствующих контактов переключателя SA1 на разъём XS2, который соединяется с разъёмом XP3 (PSLM-03), расположенным на плате устройства. Когда движок SA1 находится в верхнем положении (как показано на рис. 1), то он соединяется с линией сигнала 20 В, а линия сигнала DIAP0 соединяется с общим проводом, в связи с чем состояние сигнала DIAP0 соответствует лог. 0, а сигнал DIAP1 находится в высокоимпедансном состоянии, он отключён. В среднем положении SA1 движок соединяется с линией сигнала 1 В, а линия сигнала DIAP1 соединена с общим проводом — находится в состоянии лог. 0, а сигнал DIAP0 отключён. В нижнем положении SA1 движок соединяется с линией сигнала 0,3 В, а оба сигнала DIAP0 и DIAP1 отключены. Сигналы DIAP0 и DIAP1 с разъёма XP3 подаются на соответствующие выводы МК. Эти выводы — цифровые входы, а благодаря выбору опций слаботоковых подтяжек к напряжению питания МК при отключённых сигналах DIAP0 и DIAP1 они находятся в состоянии лог. 1. Если одна из линий сигналов подключена к общему проводу, то состояние сигнала — лог. 0. Анализируя сигналы DIAP0 и DIAP1, можно определить, в каком состоянии находится переключатель, или, другими словами, выяснить, какой из пределов выбран.

Как можно заметить из рис. 1, нижняя часть делителя (нижний по схеме вывод резистора R5) подключена к напряжению +1,5 В. Это означает, что сигналы с делителя изменяются относительно этих +1,5 В. Сигнал с делителя входного напряжения поступает на неинвертирующий вход повторителя на ОУ DA1.1 (RS722XM). Выход этого ОУ — низкоимпедансный, напряжение с него подаётся на конденсатор C2, который через резисторы R8 и R11 соединён с низкоимпедансным входом Cc DA2 (выв. 1). Функция этого конденсатора — исключить постоянную составляющую входного сигнала — +1,5 В. А высокоимпедансный вход Vin (выв. 2), как уже было отмечено, предназначен для поднятия уровня входного сигнала на +2,5 В, или, другими словами, сигнал на входе Cc изменяется относительно +2,5 В, что и требуется.

Кроме того, сигнал с делителя поступает на неинвертирующий вход ОУ DA1.2, а на его инвертирующий вход подано напряжение +1,5 В. На этом ОУ собран компаратор. Как уже указывалось, сигнал с входного делителя изменяется относительно +1,5 В, поэтому, если его уровень превышает +1,5 В, выходное напряжение компаратора устанавливается близким к напряжению питания (+3 В), в противном случае оно близко к нулю. Этот компаратор предназначен для получения симметричного меандра из входного синусоидального сигнала. Такой меандр требуется для измерения частоты входного сигнала с помощью МК.

Для включения и отключения режима измерения (отключение требуется для переключения пределов входного сигнала) служит кнопка с фиксацией DS612. Её подключают к разъёму XP5. Для исключения дребезга контактов кнопки используется микросхема антидребезга DA5 (MAX6816).

Помимо упомянутых выше линий сигналов к портам МК подключены линии, предназначенные для управления дисплеем: CSD, D/C, RES и сигналы интерфейса SPI0 — SCK и MOSI. Эти пять сигналов, напряжение питания +3 В и общий провод выведены на штыревой разъём XP6 (PLS-08), к которому ответным разъёмом PLSF подключается дисплей. Линия сигнала дисплея BLK (контакт 1 XP6) постоянно соединена с линией питания +3 В. При таком соединении подсветка дисплея постоянно включена.

Выходной сигнал CEX0 (выв. 9 DD1) и входной сигнал T0 (выв. 8 DD1) соединены вместе. Это требуется для работы одного из способов измерения частоты. Для программирования МК используется интерфейс C2 с сигналами RST/C2CK и C2D. Линии этих двух сигналов и общий провод поступают на плату с трёхконтактного штыревого разъёма XP8 (PLL-03) и соединяются с соответствующими входами МК (выв. 5 и 6 DD1). К разъёму XP8

ответным разъёмом подключается трёхпроводный кабель, который своим вторым концом соединяется с разъёмом, предназначенным для программирования МК с помощью USB DEBUG адаптера. Его, в свою очередь, подключают кабелем к одному из разъёмов USB компьютера.

росхемы DA4 требуется, чтобы она выдавала хоть какой-то выходной ток, и установлен резистор R6.

Для проверки работы описываемого устройства использовался генератор на основе DDS AD9837A, описанный автором в [2]. Синусоидальность выходных сигналов на двух пределах 0,3 В и 1 В при частотах 20 Гц, 1 кГц и 20 кГц была тщательно проверена в [2] и не вызывает никаких сомнений. Однако сигналы с амплитудой в 20 В этот генератор выдать не способен. Поэтому для проверки работы прибора на этом пределе был разработан усилитель на основе ОУ LM675T (**рис. 4**). Он состоит из собственно платы усилителя и дополнительных устройств. ОУ LM675T (DA1) включён как неинвертирующий ОУ с коэффициентом усиления, равным R3/R1 +1 = 20/1+1 = 20 + 1 = 21. Его схема практически повторяет схему из его справочного листка (datasheet). RC-цепь требуется для исключения самовозбуждения ОУ на ВЧ. Питание (±25 В и общий провод) подаётся на плату с трёхконтактного разъёма XP3 (PSLM-03), входное напряжение — с разъёма XP1 (PSLM-02), а выходное снимается с такого же разъёма XP2.

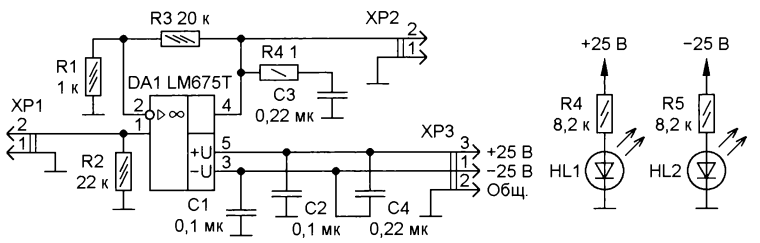


Рис. 4

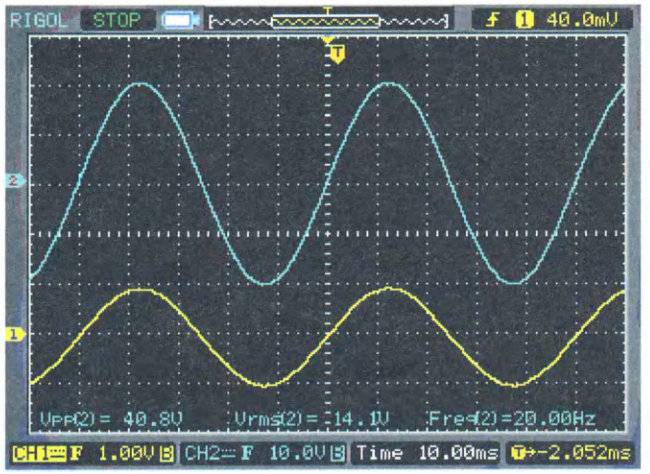


Рис. 5

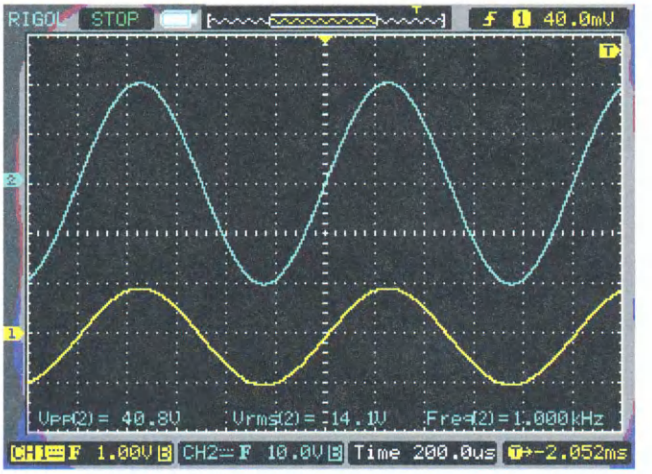


Рис. 6

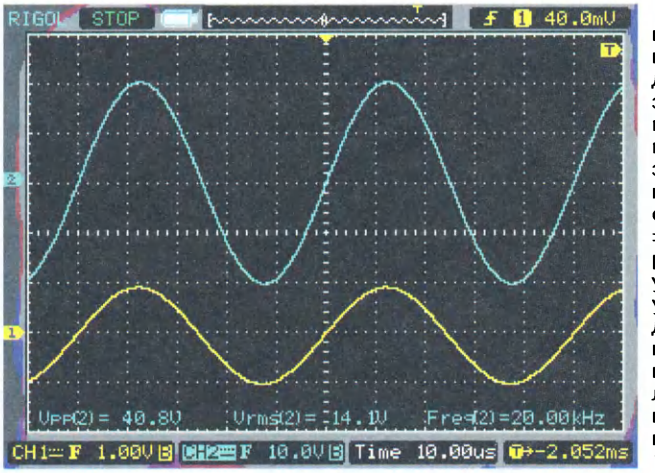


Рис. 7

Как было отмечено выше, напряжение питания +9 В поступает на плату с разъёма XP7. Это напряжение подаётся на вход стабилизатора DA7 (LP2950ACZ-5.0) с выходным напряжением +5 В и на вход стабилизатора DA6 (КР1158ЕН301А) с выходным напряжением +3 В. Напряжение +3 В поступает на вход третьего стабилизатора DA4 (STLQ015M15R) с выходным напряжением +1,5 В. Конденсаторы C14—C21 — блокировочные и положены для штатной работы стабилизаторов. Нагрузочный резистор R6 требуется, поскольку напряжение +1,5 В подаётся всего на две цепи: на неинвертирующий вход ОУ DA1.2 и на нижний вывод резистора R5 делителя R1—R5. Поскольку эти цепи являются высокоимпедансными, а для штатной работы микросхемы DA4 требуется, чтобы она выдавала хоть какой-то выходной ток, и установлен резистор R6.

Для индикации обоих напряжений питания предусмотрены светодиоды жёлтого (HL1) и зелёного (HL2) свечений, которые со своими токоограничивающими резисторами R4 и R5 соответственно подключаются к напряжениям питания ±25 В. Эти светодиоды расположены на корпусе усилителя. Для питания усилителя использованы два последовательно включённых источника питания (ИП) с выставленными напряжениями по 25 В и выставленным максимальным током в 1 А, поскольку максимальное потребление тока усилителем при амплитудном значении выходного напряжении 20 В и частоте 20 кГц равно около 0,8 А. В качестве первого ИП автор использовал Б5-47, а в качестве второго может быть применён

либо ИП, описанный автором в [3], либо его упрощённая версия, описанная автором в [4], последний вариант автор и использовал. Во время проверки работы прибора на пределе 20 В предел работы генератора был установлен 1 В. Поскольку коэффициент усиления усилителя равен 21, при таком включении можно легко выставить амплитуду выходного сигнала усилителя около 20 В.

Для проверки работы усилителя автор использовал двухканальный цифровой осциллограф с открытыми входами (режим DC). На первый канал осциллографа был подан сигнал с одного из выходов генератора (щуп осциллографа был установлен в положение X1, т. е. без аттенюатора), на второй — выходной сигнал с усилителя (щуп был установлен в положение X10, т. е. с аттенюатором, уменьшающим амплитуду в 10 раз). Второй выход с генератора был подключён ко входу усилителя.

Проверка была проведена на частотах 20 Гц (**рис. 5**), 1 кГц (**рис. 6**) и 20 кГц (**рис. 7**). На этих рисунках жёлтым цветом отмечен входной сигнал, бирюзовым — выходной.

Результаты проверки показали, что на всех трёх частотах размах выходного сигнала усилителя от пика до пика Vpp — 40,8 В (надпись "Vpp(2)= 40.8V"), амплитуда соответственно равна 20,4 В, а действующее значение Vrms равно 14,1 В (надпись "Vrms(2)= 14.1V"). Масштаб по вертикали для канала 2 — 10 В / деление (надпись "CH2=F 10.0V"). Буква "F" означает, что в осциллографе была применена опция ФНЧ с установленной частотой среза 2 МГц. Масштаб по вертикали для канала 1 — 1 В / деление (надпись "CH1=F 1.00V"). Также применена опция ФНЧ с той же частотой среза. Развёртка по горизонтали при частоте сигнала 20 Гц — 10 мс / деление (надпись "Time 10.00ms" на рис. 5), при частоте 1 кГц — 200 мкс / деление (надпись "Time 200.0us" на рис. 6), при 20 кГц — 10 мкс / деление (надпись "Time 10.00us" на рис. 7).

Таким образом, можно заметить, что при всех трёх частотах осциллограммы абсолютно идентичны по форме, а это позволяет констатировать, что усилитель практически не создаёт погрешности. Этот усилитель расширяет возможности генератора [2] по амплитуде выходного сигнала до 20 В, что довольно часто требуется, как, например, в настоящем случае. Хорошо бы, конечно, сконструировать для него двухполярный ИП с выходными напряжениями по ±25 В с малым уровнем пульсаций и соответствующим током до 1 А, но это, как говорят, уже другая история.

ЛИТЕРАТУРА

1. New Products Appendix to the RMS to DC Conversion Application Guide. — AD737 App Guide_13-14677, October 2002.

2. **Кузьминов А.** НЧ генератор синусоидальных сигналов на базе AD9837A, микроконтроллера EFM8SB10 и цветного дисплея 0,96" с батарейным питанием. — Радио, 2023, № 8, с. 37—43; № 9, с. 22—32.

3. **Кузьминов А.** Необычное использование аудиоусилителя LM1875T. — Радио, 2021, № 10, с. 34—42.

4. **Кузьминов А.** Использование аудио ОУ LM1875 не по прямому назначению. — РадиоЛоцман, 2021, № 7—8, с. 70—79.

(Продолжение следует)

Часы со стрелочным циферблатом на TFT-дисплее

С. СВЕЧИХИН, г. Красноярск

Сильная сторона платформы Arduino — наличие большого числа библиотек. Для решения практически любой задачи можно найти библиотеку, а то и не одну. В каждой библиотеке, как правило, имеются демонстрационные примеры её применения. Для разработки часов со стрелочным циферблатом был использован один из примеров библиотеки **TFT_ST7735** [1]. Копия библиотеки имеется в архиве на сайте журнала. Пример содержится в файле **Clock_example.ino** в одноимённой папке. Указанная библиотека была доработана.

Схема часов показана на **рис. 1**. Основой является микроконтроллер (МК) серии ATmega328 в корпусе DIP. Он тактируется встроенным генератором частотой 8 МГц. Подсчёт времени производится таймером T2 в асинхронном режиме с использованием генератора на кварцевом резонаторе ZQ1 32768 Гц. МК программируется через ISP-разъём XP1. Циферблат часов и стрелки выводятся на TFT-дисплее 1.8" (128×160) на основе чипа ST7735. Дисплей питается от стабилизатора напряжения DA2 3,3 В. Резисторы R3—R6 используются для согласования уровней. Светодиод HL1 синего свечения вспыхивает каждую секунду. Для коррекции и установки времени используются кнопки SB1—SB3.

Питание МК при отсутствии сетевого напряжения осуществляется от Li-Ion аккумулятора G1 ёмкостью 0,5 А•ч. Для контроля его зарядки используется микросхема DA1 TP4057. Её применение вместо зарядного модуля на этой же микросхеме позволяет разместить индикаторные светодиоды режима зарядки в любом удобном месте на плате. Для этой цели в часах использован двухцветный светодиод HL2 (L-57EGW) красно-зелёного свечения. Цвет свечения зависит от полярности приложенного напряжения. Этот светодиод очень яркий у обоих цветов свечения и может помешать смотреть на дисплей. Поэтому, возможно, потребуется подобрать резисторы R9 и R10 для получения требуемой яркости или установить светофильтр. Если такого светодиода нет, можно использовать два обычных светодиода зелёного и красного свечения, подключив их в соответствии с документацией на микросхему TP4057.

Элементы часов были смонтированы на макетной плате с использованием проводного монтажа (**рис. 2**). Заметна полоса в нижней части дисплея.

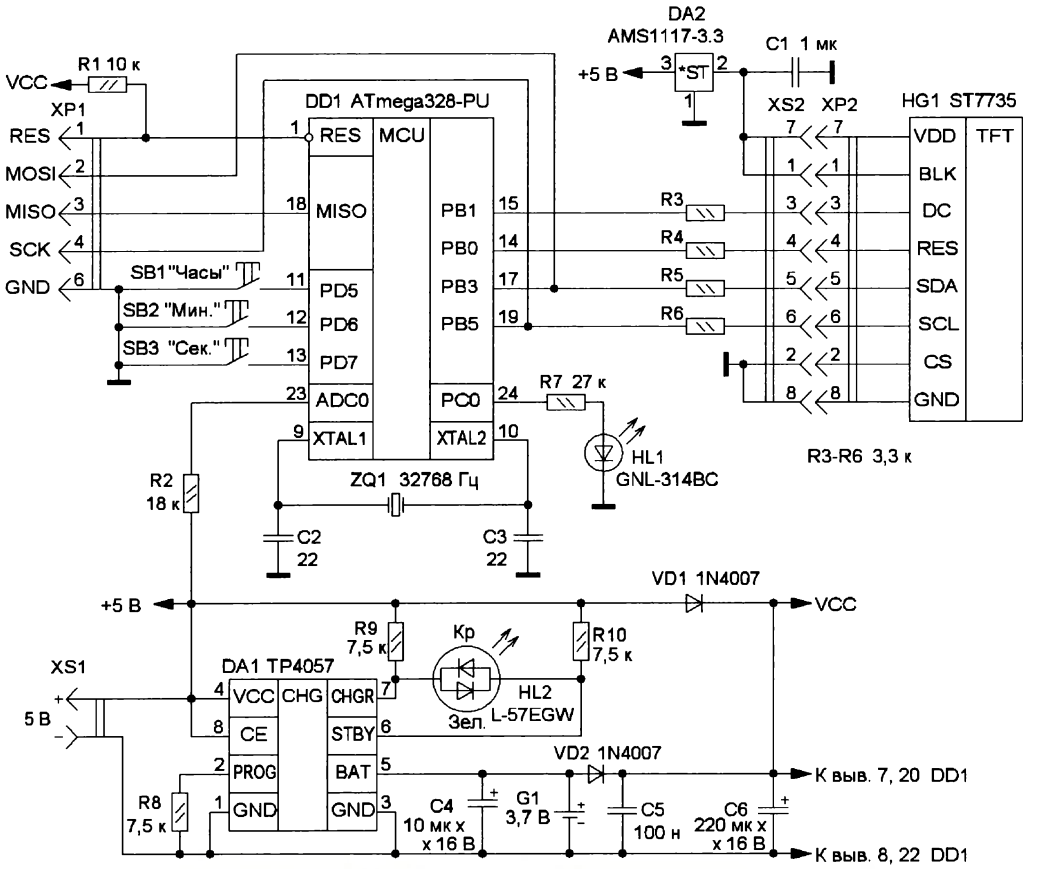


Рис. 1

Причина её появления обусловлена тем, что такие дисплеи производят разные фирмы, поэтому часто присутствуют небольшие отличия. Из-за этого для одного из вариантов дисплея библиотека может работать нормально, но при замене дисплея с той же самой библиотекой могут появляться заметные на рис. 2 недостатки. Устранить их несложно, для этого надо внести изменения в библиотеку. А чтобы эти изменения не "увидели" другие проекты, библиотеку надо разместить не там, где советуют все учебники по Arduino, а в папке проекта.

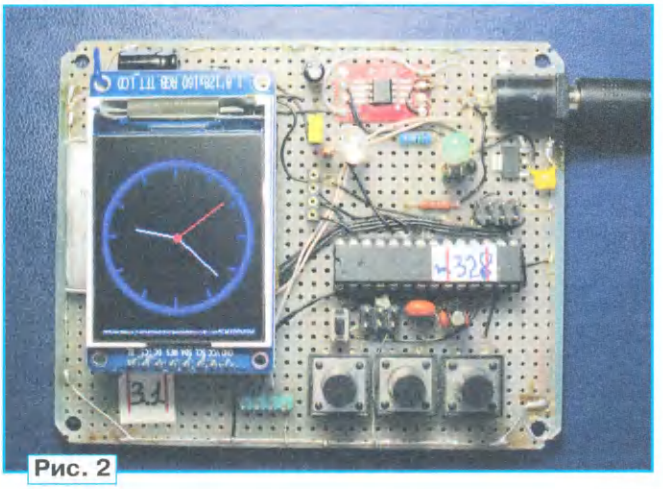


Рис. 2

Этот недостаток устраняется исправлением нескольких строк в файле **TFT_ST7735_settings.h**, который находится в папке **_settings проекта const uint8_t _ST7735_TFTHEIGHT = 160;**. В этой строке число 160 следует заменить на 163. В файле несколько таких строк для разных цветов, все их нужно поправить.

Аналогично устраняется и полоса в правой части экрана. Там надо править строки **const uint8_t _ST7735_TFTWIDTH = 128;**, в которых число 128 нужно исправить на 129.

В архив, выложенный на сайте журнала, эти изменения не вносились, поскольку артефакт появляется не на всех дисплеях.

Проект представляет пример разработки устройства с использованием двух платформ. Часть функций была написана и отлажена в AVR Studio 4.19. Они были взяты из рабочих проектов. Работа с дисплеем, формирование циферблата и стрелок, их перемещение взяты из упомянутого демонстрационного примера.

Работа над проектом проводилась в два этапа.

Скопируем на диск в удобное место папку проекта с названием **Clock_example** с файлом **Clock_example.ino**. В неё следует добавить файлы библиотеки **TFT_ST7735.cpp**, **TFT_ST7735.h** и **font.h**, а также вспомогательные папки библиотеки **_settings** и **fonts**. Такое размещение позволяет при необходимости вносить в библиотеку изменения только в этом проекте.

В файле **Clock_example.ino** нужно заменить строку **#include <TFT_ST7735.h>** строкой **#include "TFT_ST7735.h"**. Угловые скобки должны быть заменены на двойные кавычки. В результате чего компилятор будет искать заголовочный файл в текущей папке. Кроме того, в этих строках нужно указать выводы, к которым подключен дисплей

#define __CS 10
#define __DC 6
#define __RST 23

В нашем проекте выводы DC и RST дисплея подключены к выво-

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

дам 9 и 8 соответственно. Это — выводы модулей Arduino, они соответствуют выводам PB1 и PB0 применённого МК.

Arduino IDE надо настроить на вывод загрузочного файла в папку C:_TEMP. Как это сделать, рассказано в [2].

После запуска Arduino IDE компилируют программу, загружают её в МК и любуются красивыми часами, однако недолго, потому что у них есть существенные недостатки. Во-первых, нет возможности коррекции показаний времени. Во-вторых, показания времени нестабильны. В-третьих, часы не работают без питания от сети.

Поэтому начнём совершенствовать проект. Создадим новую папку проекта с названием **chasy**. Скопируем туда все файлы и папки из папки первого проекта. Переименуем главный файл в **chasy.ino**.

Все файлы для этого проекта находятся в папке **chasy** архива статьи на ftp-сервере журнала, и в них уже введены все описываемые ниже изменения.

Добавляем в папку файлы **chasy.c**, **knopki.c.** и **adc.c**.

Файл **chasy.c** содержит несколько функций, написанных на языке С. В функции **minit()** производится начальная настройка всего входящего в контроллер оборудования. Всё это оборудование отключается, чтобы снизить энергопотребление. Те устройства и порты, которые будут использоваться, будут включены и настроены отдельно.

Также в этом файле находятся функция настройки таймера T2 для работы в режиме часов и функция-обработчик прерываний для этого таймера. Кроме того, там имеется функция **mslipping(void)**, которая обеспечивает работу МК в экономичном режиме.

В файле **knopki.c** находится функция для работы с кнопками. В ней происходит изменение значений секунд, минут и часов. В файле **adc.c** находится функция для работы с АЦП и получения на его выходе восьмиразрядного числа.

Теперь нужно внести изменения в файл **chasy.ino**. Туда следует добавить строки

```
extern "C"
{ void minit(void);
    unsigned char mknopki (void);
  void mslipping(void);
}
unsigned char chas = 5, mins = 13, sec = 54; // время
unsigned char oldsec = 0;
unsigned char mvcc = 0;
unsigned char oldregim  = 0, regim = 0;
```

Это сделаны ссылки на файлы, подготовленные на языке С, и объявлены несколько глобальных переменных. Первые три — это время. Переменная **oldsec** нужна для обнаружения изменения секунд. Переменная **mvcc** — результат измерения напряжения на разъёме питания. Напряжение измеряется ежесекундно в обработчике прерывания таймера T2. При питании от источника напряжением 5 В на входе АЦП напряжение оказывается больше напряжения питания МК из-за наличия диода VD1. Резистор R2 обеспечивает ограничение входного напряжения на уровне питания, поэтому в этом режиме АЦП выдаёт значение 255. Если выключить этот источник питания, напряжение на входном разъёме уменьшается и довольно значительно. Пороговое значение напряжения — 2,5...3 В, для АЦП значение порога — 220.

В результате первого этапа разработки время нестабильно, потому что считается в цикле loop. Для обеспечения стабильности следует перенести подсчёт времени в таймер, тактируемый часовым кварцевым резонатором. Функция настройки таймера и обработчик прерываний находятся в файле **chasy.c**. В функции **setup()** следует закомментировать все строки, касающиеся переменных **hh**, **mm** и **ss**, а также переменной **targetTime**. Также в этой функции следует закомментировать строки с инициализацией дисплея и строки с настройкой графических параметров. Инициализация и настройка параметров перенесены в цикл **loop()**. Фактически в этой функции оставлена одна строка с вызовом функции **minit(void)** из файла **chasy.c**.

В цикле **loop()** следует закомментировать всё, что используется при подсчёте времени (**hh**,**mm**,**ss**). Закомментирована за ненадобностью функция **conv2d(const char* p)**.

В исправленной функции **loop()** в начале цикла проверяется значение переменной **mvcc**. Если её значение больше 220, будет сделан вывод, что часы питаются от напряжения 5 В. Устанавливается значение переменной **regim = 1**. Дальше проверяется значение переменной **oldregim**. Если оно равно 0, значит, сетевое питание только что включилось. В этом случае включается дисплей, настраиваются его параметры и появляется циферблат. После этого проверяется, не изменилось ли значение секунд. Если изменилось, стрелки переводятся в новое положение. Потом изменяется переменная **oldsec**, и проверяется состояние кнопок для коррекции времени в функции **knopki()**. При проверке их состояния, если обнаружено нажатие, запрещаются прерывания, чтобы не мешали менять значение времени. По завершении функции прерывания снова разрешаются.

Если же значение **mvcc** меньше порогового, после изменения значения переменной **regim** на нулевое МК "засыпает". В этом режиме дисплей отключается, и МК занимается только подсчётом времени.

Те переменные и части кода, которые были закомментированы, можно просто удалить.

Перед компиляцией желательно очистить папку C:_TEMP. Если там встретятся файлы с аналогичными именами, компилятор может запутаться, тогда появится сообщение об ошибке.

Ещё одна ошибка компилятора может появиться, если компьютер не имеет выхода в Интернет. При некоторых условиях после компиляции может появиться сообщение "unknown protocol: с Возникла ошибка при загрузке **https://downloads.arduino.cc/packages/package_index.json**".

Оно появляется один раз, и на него можно не обращать внимание.

Изменения внесены, компилируем, загружаем в МК. Теперь время можно корректировать. И показания стали более стабильными, их точность определяется кварцевым резонатором.

Установим на часах текущее время. Следует обратить внимание на ежесекундные вспышки синего светодиода. Они достаточно яркие. Теперь нужно отключить сетевое питание. Если яркость вспышек заметно упала, значит, контроллер перешёл в экономичный режим. Выждав некоторое время, снова включаем питание. Если время, которое показывают часы, соответствует текущему времени, делаем вывод, что часы наши работают правильно и продолжают считать время без сетевого питания.

В итоге мы получили работающие часы. Можно сделать им корпус на свой вкус и пользоваться. Файлы проектов **Clock_example** и **chasy** находятся в архиве статьи на ftp-сервере редакции журнала в соответствующих папках. В них уже внесены все изменения.

ЛИТЕРАТУРА

1. TFT_ST7735. — URL: **https://github.com/sumotoy/TFT_ST7735/tree/master** (21.05.25).

2. **Свечихин С.** Простой барограф-3. — Радио, 2021, № 9, с. 22—24.

От редакции. *Упомянутые файлы для микроконтроллера находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/clock.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

Устройство защиты от перенапряжения с "жёстким" ограничением амплитуды

Часть 2.

Оптимизация релейной защиты

А. ВАСИЛЬЕВ, г. Санкт-Петербург

В ходе разработки механизма фиксации отсечки возник вопрос — как обеспечить эту фиксацию без шторки? Ответ — надо найти механизм фиксации якоря реле в положении отсечки. И такой механизм вскоре был найден — простой храповичный механизм, используемый, кстати, в широко распространённых монтажных "стяжках". Внимательное изучение этой монтажной детали показало, что её можно достаточно просто использовать и в реле-автомате на основе РЭС6. Главное заключается в способе (принципе) фиксации, а его реализация — это уже вопрос приспособления самой детали, которая, несомненно, может быть успешно адаптирована к такому использованию.

Указанная идея реализуется в РЭС6 так. Из стальной фольги толщиной примерно 0,5 мм вырезают накладку на верхнюю пластину якоря по его размерам так, чтобы крайняя кромка находилась над кромкой катушки реле, примыкающей к стенке кожуха. С этой стороны посередине делают паз по форме "ласточкин хвост" (термин плотников и столяров) для плотной вставки "храп-полоски" с запасом по длине, чтобы она не выступала за кромку катушки. Полоску ориентируют зубцами внутрь реле с их проскальзыванием при рабочем движении якоря, примерно под 90° к плоскости.

После вставки её с выступом около 2 мм этот выступ аккуратно оплавляют паяльником. Далее эту накладку приклеивают к пластине якоря "секундным" клеем, чтобы полоска находилась строго на центральной линии и не выступала за кромку катушки.

Окончание.
Начало см. в "Радио", 2025, № 8

Сверху её закрепляют каплей клея. "Храп-втулку" стяжки частично обрезают лезвием бритвы с внешней стороны, чтобы полоска в положении её фиксации была вровень с боковыми кромками или чуть выступала. В рабочем положении она должна примыкать к кромке кожуха (с подстройкой зазора). Вырез в кожухе подгоняют по размеру втулки с частью полоски, общей длиной около 10 мм, надфилем, чтобы она свободно перемещалась в этом окошке при нажатии вниз для снятия фиксации посредством толкателя с кнопкой.

Рис. 5

Толкатель изготавливают из капроновой лески диаметром 1...1,5 мм и прочно соединяют с полоской втулки фиксации через отверстие в ней и расплавлением снизу. Эту полоску монтируют после вставки реле в кожух. Её прижимают и крепят к кожуху стальной пластиной и двумя винтами-саморезами диаметром 2 мм, что обеспечивает подстройку её положения и упор полоски при фиксации. Поскольку в этом реле якорь слишком близко примыкает к кожуху, то полоску необходимо приподнять посредством резиновой прокладки толщиной около 3 мм. Общий вид собранного реле-автомата показан на **рис. 5**.

Замеры рабочего хода и механизма фиксации ещё до сборки показали, что рабочий ход якоря в точке крепления полоски равен примерно 3,5 мм. Таким образом, длину накладки на якорь полезно увеличить, хотя бы на 5 мм, с вырезом части стенки кожуха. Упор полоски можно обеспечить простой скобкой, приклеивая её к кожуху. При изготовлении опытного механизма фиксации была использована имевшаяся стяжка шириной 3,8 мм. Сравнение её с наиболее распространённой (4,8 мм) показало, что шаг зубцов у неё немного меньше (менее 1 мм). Ознакомление с предложениями "Чип-Дип" показало, что предпочтительной стяжкой для такого использования является стяжка серии "NORD" 2,5×100 мм.

В изготовлении представленной модели было использовано реле с одним переключающим контактом, сопротивлением катушки — 300 Ом, ток включения по паспортным данным — 35 мА. Нижняя якорная пластина была поджата, и подогнуты рабочие контакты, чтобы обеспечить размыкание с необходимым зазором после половины хода якоря. Скорость отсечки была измерена при импульсном токе через катушку примерно 350 мА. Полученная длительность оказалась около 1 мс. Якорь чётко фиксируется, кнопка возвращает его в исходное положение. Ход якоря, конечно, минимально возможный, но контакт разрывается без осечек, жаль только, что кожух реле непрозрачный и не виден зазор.

Из указанных экспериментальных работ надо сделать общий вывод: основным препятствием для реализации механизма фиксации со шторкой и без неё является малый ход якоря. Для подпружиненной шторки это не является препятствием, но требует кропотливой работы по узлу шторки и самому реле. В качестве примера на **рис. 6** и **рис. 7** показаны экспериментальные образцы по доработке реле G2R, наиболее предпочтительного для использования в качестве автомата.

При использовании храпового механизма стяжки величина необходимого хода "храп-полоски" может быть легко обеспечена небольшим увеличением размера кожуха. Имеющиеся щели могут быть закрыты дополнительным накидным кожухом, так что наружу будет выступать лишь тонкий толкатель кнопки возврата. Таким образом, остаётся вопрос достижения необходимого хода шторки при непосредственном сдвиге её ходом якоря без подгибов элементов реле, о которых говорилось выше.

Рис. 6

По ходу разработок было найдено, наконец, "до смешного" простое решение по преодолению основного препятствия — малого хода якоря, которое не только выдвигает принцип "якорной шторки" на первое место для широкого интервала мощности, но и способствует использованию храповичного механизма в наиболее мощных реле, в которых применение шторки невозможно по форме контактов или недопустимо по термоусловиям, по надёжности.

Вспомнился древнейший принцип рычага. Использование его в реле-автомате можно представить теперь как изобретение типа "применение по новому, неочевидному назначению". Реализация его оказалась также предельно простой, с небольшим препятствием по изготовлению "точки опоры". В качестве рычага используется отрезок стальной проволоки диаметром 0,8...1 мм.

Опору делают из вывода диода, например Д226, или резистора, например МЛТ-2, или просто из латунной проволоки близкого диаметра. Изготавливают скобку по длине оси якоря, между точками крепления пружинной полоски якоря к опорной пластине (ярму), чтобы можно было припаять концы скобки к месту расклёпки этой оси ярма (снизу). При этом верхняя часть скобки должна плотно примыкать к якорю (в верхнем его положении) на расстоянии расчётной "точки опоры" при соотношении плеч рычага примерно 1:2. Для надёжной пайки используются ортофосфорная кислота и ПОС-61. Для сочленения конца рычажка с якорем в расчётной точке приклеивают мини-уголок из фольги с отверстием на уровне сгиба. Рычаг должен располагаться примерно горизонтально, длина его немного меньше ширины кожуха реле. Крайние двойные пластины РЭС6 позволяют закрепить на них миниатюрный неоновый индикатор отсечки. Получившаяся "механика" реле-автомата с двумя переключающими контактами и индикатором изображена на **рис. 8**.

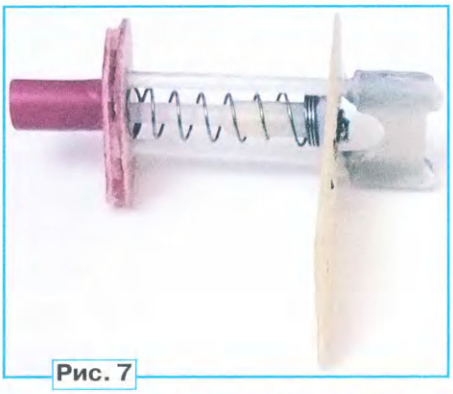


Рис. 7

Рис. 8

Шторку можно сделать из тонкого стеклотекстолита толщиной 0,5 мм, по ширине кожуха. Чтобы она "не виляла" в кожухе, надо выдержать наименьший зазор по ширине. Под неё не надо вырезать щель, она будет двигаться между кромкой окошка и прозрачной крышкой, которую можно просто приклеить. К сожалению, контакты подвижных пластин в РЭС6 имеют небольшой уступ снизу. Ступенчатую основу имеют, как правило, и все достаточно мощные контакты. Исключить их противодействие движению шторки можно следующим образом. Можно сделать накладку из латунной фольги, которую можно даже не приклеивать, поскольку она всегда будет удерживаться шторкой. В реле РЭС6 автор обошёлся пока фаской на кромке шторки, напротив уступа контакта.

Запас импульса мощности реле значительно выше чем в паспортном режиме, поэтому полезен усиленный прижим контактов, который, кроме уменьшения их электрического сопротивления, улучшает и фиксацию шторки. В доработанном и испытанном образце использовано реле с катушкой сопротивлением 30 Ом (напряжение 5 В, провод — диаметром 0,16 мм). Его, как автомат, можно включать на ток катушки в импульсе до 1...2 А (см. [2]). Проверка длительности отсечки по указанной выше схеме, при токе катушки около 1 А и без диода (ввиду малой индуктивности), неожиданно показала значение от 5 мс до 15 мс и более. Решено было увеличить ток катушки вдвое. И проявился важный для испытаний и общего вывода эффект — длительность стала 1,5...2,5 мс. Особенно важно то, что искрение контактов, несмотря на столь большое увеличение тока (при напряжении около 300 В), стало менее заметным, уменьшилось тепловыделение. Таким образом, контакт прошёл суровое испытание при индуктивно-резистивной нагрузке и токе 2 А. При работе на расчётную ёмкостную нагрузку токовая нагрузка на контакт может быть и выше [7, с. 37]. Например, при наблюдении отсечки телевизора

мощностью более 60 Вт искрение не было заметно даже через лупу. Видимо, сказывается ничтожное напряжение при размыкании контакта.

Общие выводы после предварительных испытаний таковы. Наибольшая компактность рассмотренного выше "рычажного" механизма отсечки и её фиксации позволяет использовать его в наиболее широком интервале мощности и габаритных размеров реле-автомата, в том числе в указанном выше реле G2R. Достоинство этого механизма состоит ещё и в том, что рычажный узел со шторкой легко разбирается одним пинцетом, шторку легко заменять. Использование "храпового" механизма видится целесообразным в особо мощных реле, где шторка неуместна, но при относительно большом ходе якоря или при возможности удлинения его (для "храп-полоски"), или при использовании рычажка со "скользящим" креплением его к опорной перекладине.

Реле РЭС6 не вполне соответствует, однако, современным требованиям по габаритам и току. Поэтому автор возобновил доработку реле G2R корпорации Omron на ток нагрузки до 16 А, с наименьшими размерами среди доступных [8]. Это реле перекрывает весь интервал наиболее распространённых бытовых нагрузок (электронных аппаратов) и не требует защиты контактов от пусковых токов. Поэтому была предпринята новая попытка доработать его (после испытания подпружиненной шторки) с применением удачно испытанного на реле РЭС6 "рычажного механизма". Детальное изучение показало, что основные трудности применения шторки, как и ранее, определяются формой контактов и малым ходом якоря. Кроме этого, толкатель расположен слишком близко к контактам, перемычка шторки для её фиксации между контактами должна иметь ширину около 2 мм при диаметре контактов 3,5...4 мм. Это выдвигает соответствующие требования к материалу шторки, его прочности и износостойкости.

Как выяснилось, основная трудность установки рычажного механизма заключается, как и в РЭС6, в создании "точки опоры" для рычажка шторки. Автор преодолел эту трудность так. К верхним выступам пластины-опоры якоря была припаяна "перекладина" от вывода диода диаметром 0,8 мм, а к ней ещё одна, короткая, со смещением в сторону якоря, чтобы обеспечить соотношение плеч рычага примерно 1:2. К сожалению, указанная пластина имеет ширину кожуха реле, поэтому торцы приходится аккуратно спиливать надфилем. Возможен также вариант припайки и даже приварки латунной полоски шириной около 3 мм. Тогда среднюю часть можно будет развернуть к вертикали до необходимого положения рычага.

Мини-уголок для якорного конца рычажка был приклеен к якорю "секундным" клеем "Монолит". Отверстие в нём и место приклейки надо предварительно определить так, чтобы рычаг имел указанное соотношение плеч, занимал примерно горизонтальное положение и имел зазор до контактов в крайнем нижнем положении не менее 2 мм. Длина рычага из проволоки 1 мм должна быть минимально допустимой (для сборки/разборки), а торцы и места его примыкания к кожуху максимально сглажены, чтобы не оказывать сопротивления движению. Вторая трудность, точнее нюанс механики, заключается в необходимости сталкивания шторки толкателем к раскрываемому зазору между контактами, поскольку движения толкателя и рычага шторки происходят одновременно (толкатель должен немного опережать за счёт зазоров якорь-шторка). Для этого в верхней кромке толкателя делается скошенная канавка вплотную к неподвижной пластине, в которую шторка должна входить нижним краем, тоже скошенным. Это также увеличивает необходимую высоту шторки примерно до 3 мм.

В кожухе надо сделать вырез, необходимый для размещения новых элементов и работы с ними без снятия кожуха. Общий вид доработанного реле, без верхней крышки и с ней, показан на **рис. 9** и **рис. 10**. Пластиковые уголки для крепления крышки к кожуху реле приклеивают эластичным клеем после определения уровня верхнего конца рычажка. В качестве крышки удачно подошёл отрезок "кабель-канала" размерами 10×10 мм. Для сборки и разборки механизма надо лишь приподнять шторку и вставить (извлечь) пинцетом рычаг. Таким образом, видно, что реле легко вернуть к исходному назначению. Дополнительные элементы обеспечивают работу его в качестве автоматического расцепителя (автомата). Вплотную к реле удобно установить и неоновый индикатор, который будет хорошо просвечивать кожух и белую крышку. Это проверено во многих корпусах.

Перед испытанием реле по указанной ранее схеме верхнюю крышку надо временно закрепить в зеркальном положении, чтобы был хорошо виден весь механизм и контакты реле. С учётом значительного повышения необходимого усилия якоря был выбран почти десятикратный импульс тока катушки, добавочный резистор для катушки на напряжение 24 В — 300 Ом. Испытания выявили, что толщина шторки не должна превышать 0,5 мм. Это обусловлено необходимостью минимизации механического сопротивления при её вхождении в зазор контактов, поскольку длительность механического импульса якоря, соответственно его миниатюрности и ускоренному

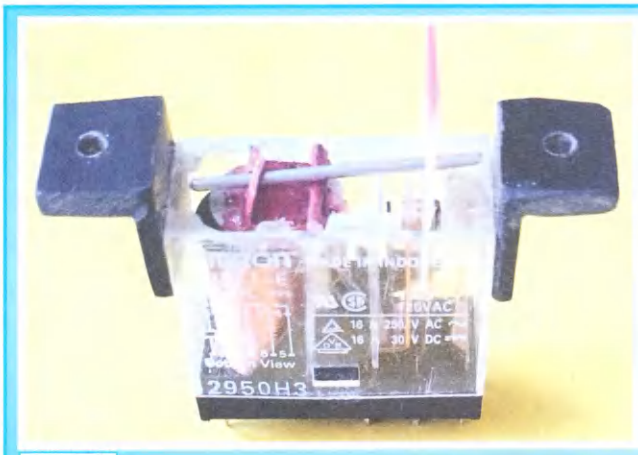


Рис. 9

Рис. 10

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

движению толкателя, благодаря использованию рычага якоря (см. рис. 2) равна около 1 мс (согласно испытаниям модели с подпружиненной шторкой). Действительно, длительность отсечки при многократных проверках оказалась в пределах 1,1...1,4 мс. Хотя шторка перекрывала контакты примерно наполовину, она надёжно фиксировалась благодаря силе их прижима.

В отношении материала шторки для всех автоматов надо сказать следующее. Согласно опыту автора, видится оптимальным использование стеклотекстолита толщиной 0,5 мм, покрытого лаком КО-921. При этом сделанные фаски и прочие кромки следует покрыть тем же лаком или более доступным, термостойким КО-85.

В заключение надо обратить внимание на то, что в представленной финишной доработке реле G2R удивительным образом произошло совмещение двух механизмов "рычажного ускорения движения": первого (штатного) — для контактной пластины и второго — для шторки, расцепляющей рабочий контакт с последующей фиксацией. В мощных автоматах видится целесообразным совмещение двух — "храповичного" и "рычажного" механизмов, что позволяет исключить шторку из сильноточной контактной пары при сохранении размеров якоря.

Однако совсем недавно выяснилось, что это ещё не финиш авторских разработок. Размышления о возможной доработке малогабаритных, но достаточно мощных реле, в том числе G2R и подобных, в мини-автоматы привели к возможной реализации малогабаритного механизма, который можно назвать "контактно-храповичным" (пятый тип в указанном выше списке механизмов) или просто "храп-защёлкой". Его схематично поясняет **рис. 11**.

Пластину-храповик из стабильно упругого пластика толщиной 0,2...0,3 мм приклеивают к кожуху реле, который, как правило, чётко зафиксирован относительно корпуса и неподвижных контактов реле, и к ней приклеивают вторую — для подъёма храповика, из того же пластика. Этот мини-механизм был проверен на реле РЭС6, с одним переключающим контактом и с увеличением хода якоря указанным ранее способом. В качестве храповика использовалась полоска стабильного по упругости "бутылочного" пластика толщиной примерно 0,25 мм. Он достаточно легко формуется после быстрого нагрева в горячей воде. Возвратная пластина была сделана из лёгкой упругой фольги.

В качестве толкателя, который должен быть легчайшим, использован отрезок лески диаметром 1 мм. Общий вид такого реле-автомата на макетной плате в состоянии отсечки показан на **рис. 12**. Надо сразу сказать, что такой "тонкий" механизм, конечно, не для РЭС6, поскольку кожух, как основа механизма, недостаточно точно фиксируется относительно контактов. Тем не менее, удалось проверить его работу и длительность отсечки. Испытывалось реле с сопротивлением катушки 300 Ом и таким же добавочным резистором (примерно 500 мА в импульсе). Длительность отсечки, равная 1,5...2,3 мс, существенно зависела от положения кожуха.

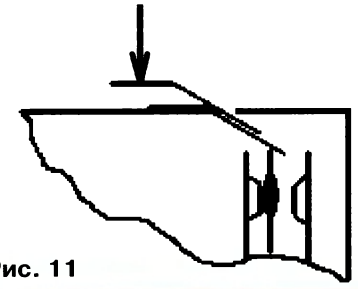


Рис. 11

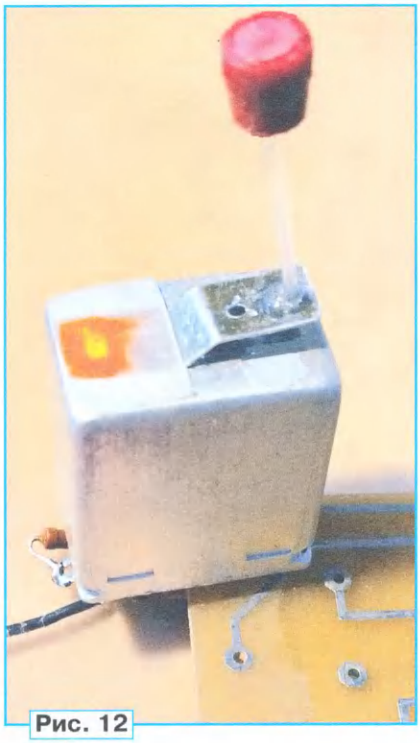


Рис. 12

Рассмотрение реле G2R в этом плане показало, что в нём не только слишком мал ход подвижного контакта (якоря), но и мал зазор до кожуха, поэтому необходимо увеличение длины контактной пластины и высоты кожуха. В то же время упругость храп-полоски, которая должна препятствовать возврату контакта, требует высокой упругости подвижной контактной пластины (жёсткости), исключающей изгиб в точке воздействия толкателя реле. Простая доработка этого реле и подобных, например, наращиванием контактной пластины припайкой отрезка длиной около 5 мм, что было опробовано автором, не достигает цели. В реле РЭС6 жёсткость пластины оказалась достаточной.

Надо заметить, что изготовление миниатюрного реле-автомата и применение аналогового принципа ограничения напряжения [4] позволяют оптимизировать всё защитное устройство. В этом плане следует обратить внимание на то, что для потребителя главная задача — обеспечение надёжной защиты аппаратуры от всевозможных перенапряжений, включая аварии на линиях электропередач. Современные реле контроля напряжения (РКН) с автоматическим восстановлением электропитания, конечно, незаменимы для холодильных и прочих аппаратов непрерывного действия, нуждающихся в защите от предельно пониженного напряжения. Хотя эта незаменимость соответствует лишь стабильным (городским) сетям. В регулярно нестабильных сетях приходится использовать типовые стабилизаторы. РКН совершенно недостаточны и для защиты электронной аппаратуры, а часто и нежелательны, особенно в нестабильных сетях, поскольку компромисс между частыми отключениями и защитой устанавливается вредным предельным повышением уставки. Надо учитывать и цифровой контроль напряжения за период 20 мс, когда могут подействовать несколько разрушительных импульсов, а отсечка запоздает. Поэтому автор предлагает своими разработками дополнение современных РКН действительно эффективным аналоговым ограничителем амплитуды напряжения [4] с релейными автоматами той или иной модификации (или сверхминиатюрными реле).

В качестве дополнительного к предыдущим моделям образца на **рис. 13** показана возможная миниатюризация ограничителя напряжения. Он выполнен на основе стандартной соединительной коробки 85×85×40 мм с розеткой от Schneiderelectrik, под крышку которой и можно поместить тот или иной мини-автомат. Здесь же удобно размещается и тестовая микрокнопка проверки отсечки (на фото — слева). В показанной модели ограничителя с целью минимизации габаритных размеров пока использовано герметичное силовое реле на ток 3...5 А NRP-05 с удержанием после отсечки через тиристор MCR100-8. В этой коробке удалось разместить даже вентилятор с внешним питанием с вырезом окна в крышке (на фото — слева).

Рис. 13

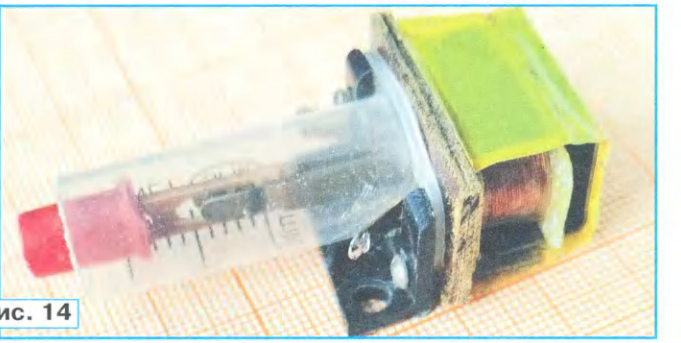


Рис. 14

позволяет значительно уменьшить затраты на изготовление катушки и обеспечить необходимый механический импульс с запасом. В авторском опыте, как отмечалось выше, использован провод ПЭВ-2 0,1, получившееся сопротивление катушки — около 50 Ом. Согласно этим соображениям, реле для доработки

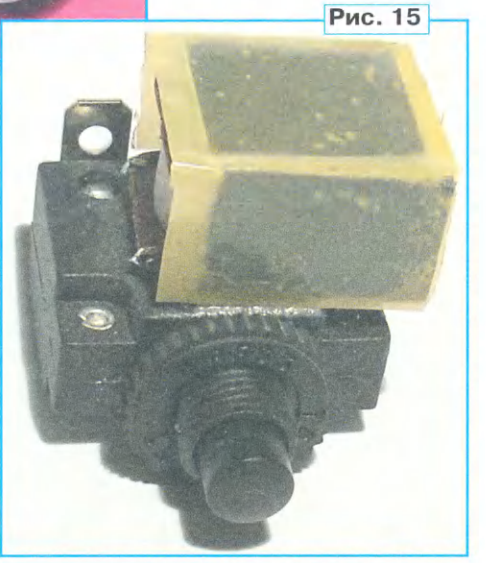


Рис. 15

Кстати, вместо защитного симистора от пускового тока нагрузки в этой конструкции (и в некоторых предыдущих) использовано следующее решение. Вместо симистора с обвязкой на дне коробки установлен мощный микровыключатель, чтобы толкатель был доступен снизу через отверстие. Снаружи крепится упругая пластина со своим толкателем, например коротким винтом М3. Перед подключением нагрузки необходимо нажать на корпус фильтра. Тогда контакт микровыключателя замкнёт участок эмиттер—коллектор балластного транзистора и защитит его от импульса тока нагрузки.

Автомат предыдущей разработки, минимизированный в части крепления, показан на **рис. 14**, но его можно ещё уменьшить. А самый первый силовой автомат, который не требует контроля и обслуживания (**рис. 15**), может быть размещён внутри коробки с закреплением его посередине на боковой стенке и с электромагнитом наверху (через окошко в крышке коробки) для удобной проверки срабатывания механизма. Хотя по опыту эксплуатации более десяти экземпляров в простых автоматах напряжения и ограничителях никаких сбоев не было. В отношении этих силовых автоматов надо сказать, что относительно большой ток в импульсе отсечки не является существенным недостатком. Он лучше выбирать на напряжение 9...12 В, поскольку у них толще провод катушки, а значит, допустим более сильный электромагнитный импульс.

Представленные выше конструкции любительских автоматов и отсутствие в современном производстве подобных миниатюрных защитных устройств наводят на мысль, что их можно использовать и как автоматы защиты по току. Для этого надо добавить всего два основных элемента — измерительный шунт и оптопару. Представленная ранее схема амплитудного ограничителя показывает, что в ней есть возможность совмещения защиты по напряжению и току с одним общим тиристором. Это иллюстрирует фрагмент схемы, показанный на **рис. 16**. Для защиты по

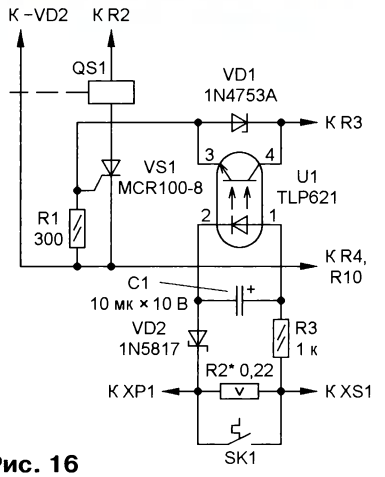


Рис. 16

току вполне достаточен контроль тока в одном полупериоде. Выключатель SK1 может охватить одновременно указанный шунт, если его включить последовательно с контактами реле-автомата, и мост с балластным транзистором, защищая и блокируя их от сверхмощных импульсов тока при включении ёмкостной нагрузки. Здесь надо обратить внимание на нежелательность восстановления работы защитных устройств под нагрузкой, особенно для реле напряжения в электрощитках. Для твёрдой убеждённости в этом и самодисциплины пользователей надо рекомендовать наблюдение за искрением в розетке при подключении современной электронной аппаратуры.

В заключение надо сказать, что удачные для решения задачи оптимизации защитных устройств конструктивные схемы представленных реле (думается, и многих других) позволяют сделать общий вывод о возможности массового изготовления автоматов отсечки для защиты электронной аппаратуры от перенапряжений в широком интервале мощности. Служить же эти релеавтоматы могут долгие годы.

ЛИТЕРАТУРА

8. G2R PCB Power Reley. — URL: **https://static.chipdip.ru/lib/169/DOC011169001.pdf** (27.03.25).

Приём статей: mail@radio.ru
Вопросы: consult@radio.ru

РАДИО
E-mail: mail@radio.ru
о связи
ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

КВ-усилитель DX-1500 мощностью 1,5 кВт

Вячеслав ФЕДОРЧЕНКО (RZ3TI), г. Дзержинск Нижегородской обл.

Несмотря на обилие усилителей мощности (УМ) КВ на транзисторах, до сих пор в УМ широко используются лампы прямого накала — ГК-71, ГУ-81, ГУ-13, готовые к работе через несколько секунд, неприхотливые в эксплуатации, недорогие, которые могут работать без принудительного обдува. УМ на них при грамотном построении обладают отличными техническими характеристиками, просты в эксплуатации и надёжны в работе. УМ DX-1500 собран на трёх лампах ГК-71 по схеме с общим катодом и позволяет получить выходную мощность 1500 Вт. В усилителе применены "мягкое" включение, защита от КЗ, перегрузок и от высокого КСВ в случае обрыва или КЗ в антенне. Также есть индикация перегрузки по входу и "спящий" режим при пониженном напряжении накала ламп, что позволило создать малогабаритный экономичный УМ, моноблок с достойными техническими характеристиками. Изготовлено несколько экземпляров УМ, которые показали хорошую повторяемость, простоту в налаживании, его под силу изготовить радиолюбителю средней квалификации. Причём для налаживания УМ достаточно иметь мультиметр, измеритель выходной мощности и трансивер.

Построение УМ по схеме с общим катодом (**рис. 1**), которое, хотя и сложнее схемы с общей сеткой, зато обеспечивает выходную мощность 1500 Вт при входной 50...70 Вт. Анодное напряжение выбрано 2500 В, при котором лампы работают надёжно и без прострелов. Напряжение второй сетки — 700 В, его кратковременная стабилизация реализована за счёт большой ёмкости оксидных конденсаторов С41, С42 выпрямителя. Напряжение смещения первой сетки, которое можно при необходимости регулировать подстроечными резисторами R39, R40, например, в случае замены ламп, стабилизировано узлом на транзисторе VT5 и стабилитроне VD15.

В усилителе применена схема параллельного питания анодной цепи, как более надёжная, безопасная и привычная, при которой на элементах выходной колебательной системы (ВКС) нет высокого постоянного напряжения, а уменьшение выходной мощности на 10...15 % на диапазоне 28 МГц не столь существенно!

Применённые переключаемые по диапазонам колебательные контуры (КК) на входе УМ обеспечивают согласование при КСВ не более 1,3 на всех диапазонах с любым трансивером, даже не имеющим встроенного тюнера.

Питание УМ обеспечивают трансформаторы Т2, Т3, выполненные на тороидальных магнитопроводах. Все выпрямители собраны по схеме удвоения напряжения. Это упрощает конструкцию трансформаторов и повышает их надёжность. Когда УМ подключён к сети, цифровой вольтметр PV1 индицирует напряжение, подаваемое на сетевые обмотки трансформаторов через галогенную лампу EL9, которая ограничивает пусковой ток на уровне 2 А, обеспечивая "мягкое включение" УМ, продлевая "жизнь" лампам и другим элементам усилителя.

После зарядки конденсаторов С28—С37, С41, С42 анодного (VD7—VD12) и второй сетки (VD16, VD17) высоковольтных выпрямителей часть напряжения через резисторы R12—R17 поступает на узел автоматики и защиты на транзисторах VT3, VT4 и реле К14, и, если во вторичных цепях трансформаторов нет КЗ, перегрузок и высокое напряжение находится в норме, транзисторы VT3, VT4 открываются, реле К14 срабатывает и своими контактами К14.1 замыкает лампу EL9, и на сетевые обмотки трансформаторов поступает полное напряжение сети. В противном случае при КЗ и возникновении перегрузок в любых цепях УМ или обмотках трансформаторов напряжение на базе транзистора VT3 уменьшается, транзистор VT4 закрывается. Реле К14 обесточивается, подключая трансформаторы к сети через галогенную лампу, которая загорается в полный накал, что для лампы накаливания — обычный режим, и работает как баретер, ограничивая ток на уровне 2 А, предотвращая выход из строя элементов и УМ в целом. Применение галогенной лампы обусловлено её малыми габаритами и надёжностью. Если вместо неё применить резистор, например ПЭВ мощностью 20...25 Вт сопротивлением 20...30 Ом, при КЗ через него потечёт ток более 5 А, что может привести к его выходу из строя и даже возгоранию.

В УМ для измерения выходной мощности применено устройство Tandem Match, хорошо зарекомендовавшее себя как простое и надёжное, у которого точность измерения, как у импортных измерителей мощности и КСВ. Причём в предлагаемом УМ напряжение сигнала уровня КСВ используется для защиты, при котором срабатывает и самоблокируется контактами К13.1 реле К13, отключая выход трансивера от УМ и закрывая лампы напряжением –210 В на первой сетке. В этом случае загорается и мигает светодиод HL1 "КСВ" красного свечения на передней панели УМ.

Вентилятор М1 — размерами 78×78 мм, М2 — вентилятор на номинальное напряжение 12 В га-

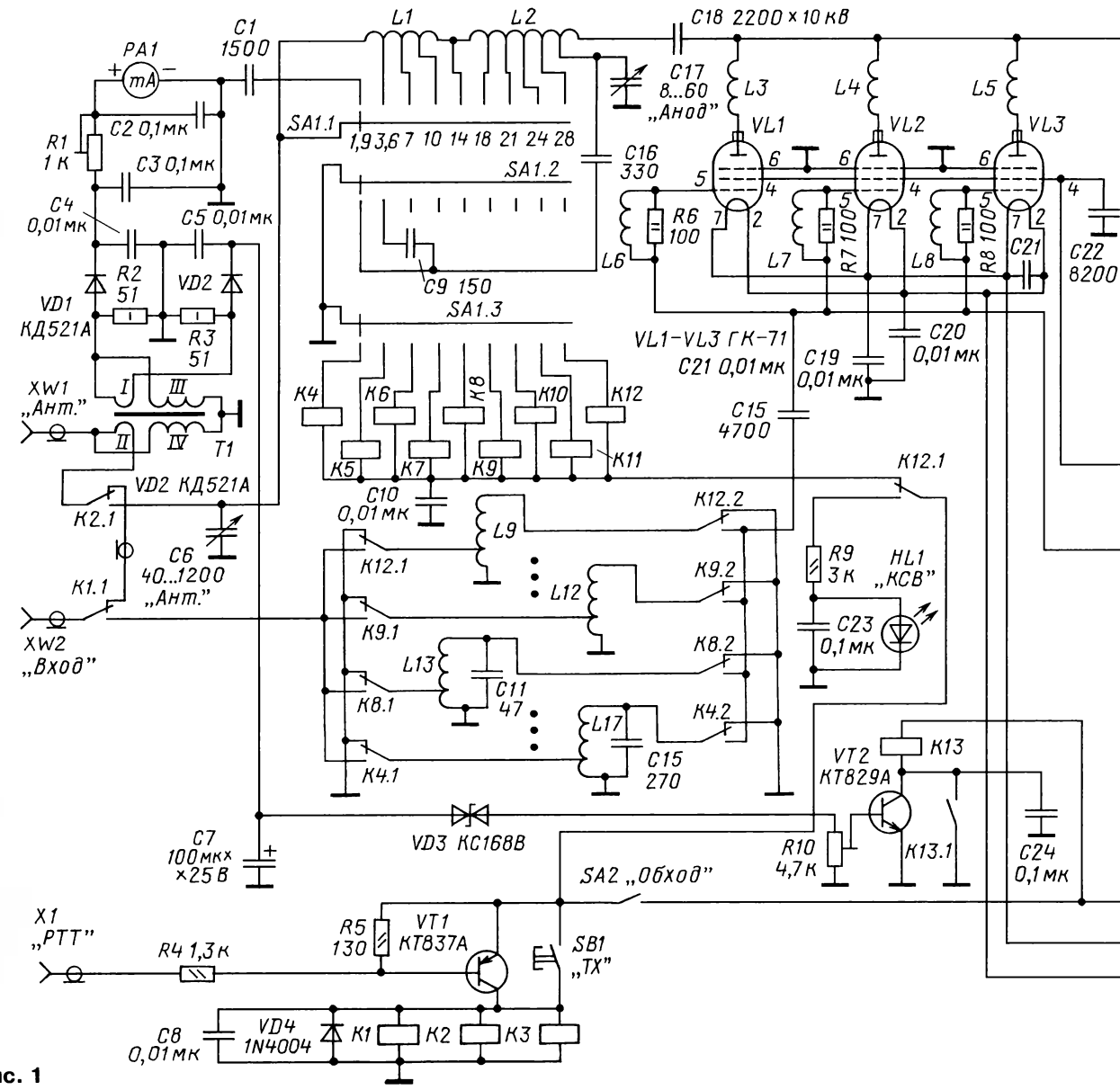


Рис. 1

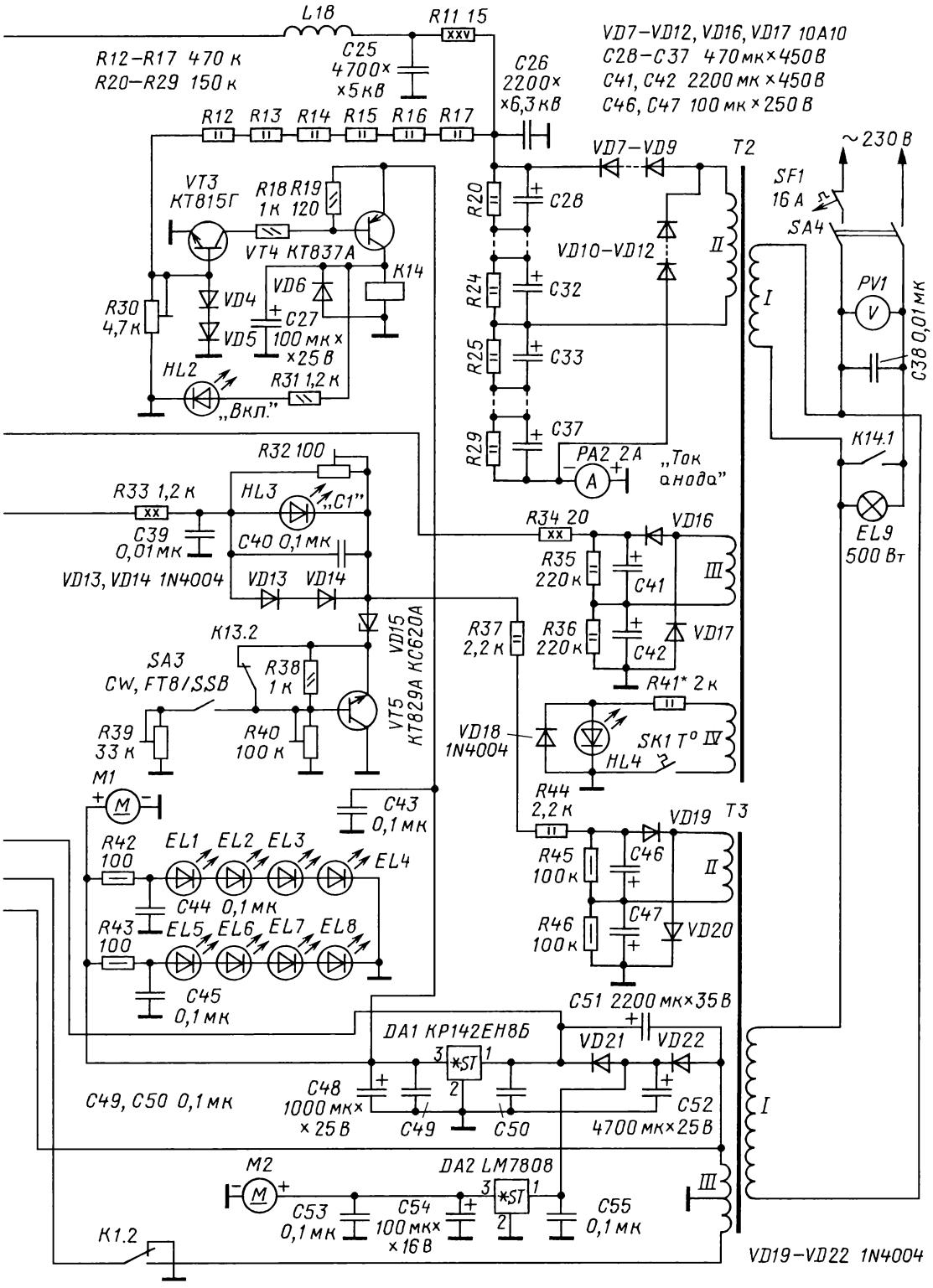
баритами 120×120×37 мм, который питается напряжением 8 В. При пониженном напряжении вентиляторы работают почти бесшумно.

В режиме ожидания на нити накала ламп ГК-71 подаётся пониженное напряжение 11 В, переключаемое контактами K1.2.

В УМ предусмотрен режим FT8, CW, при котором УМ переводится в режим класса "С", устанавливаемый подстроечным резистором R40, облегчая режим работы ламп.

Управление работой УМ осуществляет узел на транзисторе VT1. При замыкании на общий провод контакта разъёма X1 "PTT" ("тюльпан", ток в этой цепи — 15 мА) транзистор открывается, и срабатывают реле K1, K2, K3, коммутирующие входные, выходные цепи УМ и стабилизатор напряжения первой сетки. Реле K3 переводит УМ в активный режим "TX". Как было отмечено выше, стабилизатор напряжения первой сетки собран на транзисторе VT5. При появлении тока первой сетки загорается светодиод красного свечения HL3 "С1", что нежелательно и может привести к расширению внеполосных искажений сигнала. В режиме "TX" без подачи сигнала с трансивера амперметр PA2 "Ток анода" показывает ток покоя: в режиме "С" — 10 мА, в режиме SSB — 230 мА. Этот ток можно отрегулировать подстроечным резистором R39, который выведен на заднюю панель УМ под шлиц. Если выключатель SA2 "Обход" разомкнут, питание на транзистор VT1 не поступает и сигнал с трансивера, минуя УМ, поступает в антенну, как и при полностью выключенном из сети УМ, причём индикатор выходной мощности показывает выходную мощность трансивера. Шкала микроамперметра PA1 отградуирована в киловатах. Подстроечным резистором R1, ось которого выведена под шлиц на заднюю панель, можно откалибровать показания микроамперметра, если у вас есть измеритель выходной мощности и КСВ.

Резисторы R11, R34 предназначены для уменьшения нагрузки на лампы и высоковольтный выпрямитель при пробоях в лампах, которые иногда происходят, особенно если лампа долго не эксплуатировалась, лежала на складе и т. п. Автоматический выключатель SF1 марки ВА47-29 срабатывает при токе более 16 А при K3 в обмотках трансформаторов.



УМ собран в корпусе, похожем на корпус системного блока персонального компьютера, размерами 500×440×230 мм (глубина × × высота × ширина). Корпус — сварной из профиля 15×15 мм, что придаёт ему необходимые жёсткость и прочность. Он покрашен чёрной ("мокрый асфальт") порошковой краской и высушен в термокамере. Внутренний объём в верхней части разделён пополам вертикальной перегородкой, разделяющей ламповый отсек и выходные контуры, конденсаторы переменной ёмкости (КПЕ) и переключатель диапазонов. На высоте 220 мм от дна корпуса расположено горизонтальное субшасси, отделяющее блок питания от ламп и ВКС. На задней панели размещены ВЧ-разъёмы "Вход" и "Антенна", клемма заземления, разъём "PTT" ("тюльпан"), автоматический выключатель ВА47-29, резисторы R1, R39 подстройки тока покоя и калибровки выходной мощности. Все разъёмы, КПЕ, блокировочные высоковольтные конденсаторы С9, С16, С22, С25, С26 соединены между собой медной полосой толщиной 0,5 мм, шириной 10 мм, проходя-

щей по осевой линии между передней и задней панелями усилителя. Фотографии усилителя показаны на ***рис. 2—рис. 4 на 2-й с. обложки***, **рис. 5**, **рис. 6**.

Катушка выходного контура L1 намотана медной трубкой диаметром 6 мм на оправке диаметром 50 мм и содержит шесть витков, отводы для диапазонов 28, 24, 21, 18 МГц — от второго, третьего, четвёртого и пятого витков соответственно. Вся катушка (шесть витков) — на диапазон 14 МГц. Катушка НЧ-диапазонов L2 выполнена на каркасе из фторопласта внешним диаметром 70 мм, длиной 180 мм и содержит 27 витков медного провода диаметром 2...2,3 мм, намотанных виток к витку с шагом 4 мм. Отводы для диапазонов 10, 7, 3,6 МГц от четвёртого, восьмого и 18-го витков соответственно. На диапазоне 1,9 МГц используется вся катушка.

Анодный дроссель L18 намотан на керамическом каркасе диаметром 20...22 мм, длиной 160 мм проводом ПЭТВ-2 диаметром 0,44 мм виток к витку и состоит из двух секций, расстояние между которыми 15 мм, первая секция, ближе к аноду, содержит 90 витков, вторая — 105 витков. Дроссели L3—L5 выполнены из нихромовой полосы шириной 10 мм, толщиной 0,3 мм, концы которой, подключаемые к анодам ламп, согнуты в пружину по диаметру выводов анодов (3 мм) и плотно на них надеты. Дроссели L6—L8 намотаны на резисторах МЛТ-2 сопротивлением 100... 120 Ом проводом диаметром 1 мм и содержат по пять витков.

Входные колебательные контуры размещены на двухсторонней печатной плате размерами 130×120 мм. Все катушки контуров — бескаркасные, намотаны на оправке диаметром 15 мм проводом ПЭВ-2 диаметром 1,2 мм на диапазонах 28—14 МГц и диаметром 0,8 мм — на остальных, отводы сделаны от 1/3 части витков, считая от "холодного" конца, и содержат соответственно: на диапазон 28 МГц — 3...4 витка, отвод от второго; 24 МГц — 4...5 витков, отвод от второго витка; 21 МГц — 6...7 витков, отвод от третьего витка; 18 МГц — 7...8 витков, отвод от третьего витка; 14 МГц — 9...10 витков, отвод от третьего витка, ёмкость конденсатора — 47 пФ; 7 МГц — 17 витков, отвод от пятого витка, ёмкость конденсаторов — 120 пФ; 3,5 МГц — 28 витков, отвод от восьмого витка, ёмкость конденсатора — 270 пФ; 1,9 МГц — 52 витка, отвод от 15-го витка, ёмкость конденсатора — 270 пФ. Причём заметьте, что у контурных катушек диапазонов 28—18 МГц нет конденсаторов, поскольку их роль выполняет ёмкость монтажа. Точную подстройку КК осуществляют сжатием/разжатием витков катушек, которые после настройки закрепляют клеем БФ или компаундом.

Трансформатор T2 намотан на тороидальном магнитопроводе от стабилизатора "Ресанта-10КВТ" габаритной мощностью 2,5...3 кВт. Наружный диаметр магнитопровода с сетевой обмоткой 185 мм, внутренний — 80 мм, высота — 105 мм. Сетевая обмотка оставлена "родная", анодная обмотка на напряжение 1...1,1 кВ намотана проводом ПЭТВ-2 диаметром 0,7 мм и содержит 1100+100 витков с отводом на напряжение 900 В. Обмотка питания второй сетки (280 В) содержит 300 витков провода ПЭТВ-2 диаметром 0,7 мм.

Рис. 5

Рис. 6

У этого трансформатора есть встроенный термовыключатель SK1, который в УМ использован для индикации перегрева обмоток с помощью светодиода HL4. Он запитан от имеющейся обмотки напряжением 15 В.

Для трансформатора T3 использован магнитопровод от автотрансформатора ЛАТР-1М/9А. Сетевая обмотка оставлена "родная", ток холостого хода — 150 мА. Накальная обмотка ламп содержит 26 витков провода ПЭВ-2 диаметром 1,7...1,8 мм с отводом от середины, обмотка смещения первой сетки (80 В) — 220 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,35 мм.

Трансформатор Tandem Match T1 выполнен на "бинокле", составленном из шести ферритовых колец К16×10×8 марки 400НН—1000НН. Обмотки III и IV содержат по 15 витков провода МГТФ диаметром 0,5... 0,6 мм, обмотки I и II — одиночные провода диаметром 1,2 мм, проходящие внутри "бинокля".

Реле K1, K2 — РЭН33 исполнения РФ4.510. 021-02 на номинальное напряжение 27 В, реле K3 — импортное T73 на номинальное напряжение 24 В, реле K14 — импортное T90 фирмы TE Connectivity с обмоткой на номинальное напряжение 12 В, реле K13 и реле входных КК — РЭС9 исполнений РС4.529.029-00, РС4.529.029-01, РС4.529.029-07, РС4.529.029-09 на номинальное напряжение 27 В. Микроамперметр PA1 — с током полного отклонения 1...5 мА, PA2 — 2 А. Анодный КПЕ C17 — от аппарата физиотерапии УВЧ-80 с зазором 2,5...3 мм ёмкостью 8...60 пФ. "Холодный" КПЕ C6 — любой с зазором 1...1,5 мм и максимальной ёмкостью 1000...1200 пФ, в авторском варианте использован КПЕ от УМ Р-140.

Конденсаторы C18, C25 — КВИ-3. Оксидные конденсаторы высоковольтного анодного выпрямителя — импортные ёмкостью 470...680 мкФ на номинальное напряжение 450 В. Блокировочные конденсаторы обвязки ламп — керамические СГМ-4, КСО-5 или импортные. Подсветка шкал измерительных приборов PA1, PA2 выполнена на светодиодах EL1—EL8 серии АЛ307 или других. Резисторами R42, R43 устанавливают яркость подсветки. Все печатные платы — заводского исполнения.

Переключатель диапазонов применён от выносного согласующего устройства радиостанции Р-130, подвергшийся модернизации: введён общий посеребрённый контакт токосъёма, после чего переключатель выдерживает выходную мощность 2,5 кВт. Сделана фиксация на десять положений и общие подвижные

контакты второй и третьей галет соединены по оси с корпусом переключателя, что позволило коммутировать дополнительные конденсаторы к КПЕ диапазонов 1,9 и 3,6 МГц, не применяя дополнительных реле.

Применены резисторы R33 — безындукционный ТВО-20 сопротивлением 1...1,8 кОм, R11, R34 — ПЭВ-20 или ПЭВ-25 сопротивлением 15...20 Ом. Подстроечные резисторы R30, R39 — СП4-1в. В высоковольтных выпрямителях VD7—VD12, VD16, VD17 применены диоды 10А10, отлично себя зарекомендовавшие, надёжные, не требующие шунтирования; VD1, VD2 — КД521А, остальные диоды — любого типа с допустимым обратным напряжением 300...400 В и допустимым прямым током 1...2 А. В авторском варианте использованы импортные 1N4004 (400 В, 1 А).

Стабилизатор напряжения DA1 — КР142ЕН8Б, DA2 — LM7808. Галогенная лампа — мощностью 500 Вт на номинальное напряжение 220 В диаметром 8 мм, длиной 118 мм, она установлена в штатный керамический держатель и находится около задней панели.

Налаживают УМ в следующей последовательности. Сначала, отсоединив от сети сетевую обмотку трансформатора Т2, подключают УМ к сети и проверяют напряжение накала ламп, а также +14 В и +27 В. Проверяют работу вентиляторов и коммутатора RX/TX на транзисторе VT1, чтобы при замыкании на общий провод контакта разъёма X1 "PTT" чётко срабатывали реле K1—K3.

Далее проверяют работу стабилизатора напряжения первой сетки. Напряжение с выхода выпрямителя-удвоителя должно быть –210 В. Напряжение смещения в режиме "TX" должно регулироваться подстроечным резистором R39 в пределах –122...–170 В.

Затем проверяют работу узла "мягкого" включения и защиты на транзисторах VT3, VT4, для чего, не отпаивая резисторы R12—R17, подают на базу транзистора VT3 напряжение +27 В через резистор сопротивлением 30...40 кОм и добиваются чёткого срабатывания реле K14 резистором R30.

Проверяют напряжение на экранных сетках ламп, которое должно быть 750 В. Теперь для проверки высоковольтного выпрямителя подают на него переменное напряжение 200 В и проверяют, чтобы напряжение равномерно распределялось на оксидных конденсаторах. Если всё хорошо, соблюдая меры предосторожности, переключают высоковольтный выпрямитель на обмотку трансформатора Т2, причём движок подстроечного резистора R30 должен находиться в крайнем нижнем по схеме положении. Если всё исправно, при нажатии на кнопку "TX" должен появиться ток покоя, индицируемый амперметром PA2, который должен регулироваться в пределах 50...300 мА подстроечными резисторами R39, R40. Сначала резистором R40 устанавливают режим "С" — 10 мА, затем режим SSB — 230...250 мА. Крайне важно проверить усилитель на отсутствие самовозбуждения в режиме TX на различных диапазонах и при различных положениях КПЕ "Анод" и "Ант." без подачи сигнала с трансивера, о чём свидетельствуют резкие броски тока анода и срабатывания автоматики защиты (реле K14). Только после устранения самовозбуждения, если таковое имеется (!), можно приступать к дальнейшему налаживанию усилителя.

Настройку входных контуров нужно производить при отключённой сетевой обмотке трансформатора Т2, подавая с трансивера при отключённом тюнере сигнал мощностью 5...10 Вт, по минимуму КСВ трансивера, начиная с диапазона 28 МГц, сжатием и раздвижением витков катушек соответствующего диапазона, после чего, увеличив выходную мощность трансивера до 25...30 Вт, окончательно подстраивают контуры. Подключив к выходу УМ вместо антенны эквивалент нагрузки сопротивлением 50 Ом и мощностью 2...3 кВт, а к корпусу УМ — защитное заземление, приступают к настройке ВКС подбором отводов катушки L1, подавая на вход усилителя сигнал мощностью 10 Вт, начиная с диапазона 28 МГц, на котором отвод катушки L1 должен быть от второго витка. При правильном монтаже и тщательной настройке ВКС после подачи сигнала от трансивера мощностью 50 Вт выходная мощность УМ — 1,5 кВт, на диапазоне 28 МГц — 1,3 кВт. При подаче сигнала мощностью 10 Вт выходная — 800...900 Вт, ток анода — 1,2...1,3 А.

Далее налаживают срабатывание защиты от высокого КСВ в случае обрыва или замыкания в антенне, для чего при настроенном ВКС отключают антенну и резистором R10 добиваются чёткого срабатывания реле K13 и мигания светодиода "КСВ". Подавление гармоник сигнала, измеренное импортным анализатором спектра 8890А на всех диапазонах, составило более 30...35 дБ.

Перед началом работы с УМ КПЕ "Анод" и "Ант." устанавливают в среднее положение, выключатели SA2, SA3 должны находиться в замкнутом состоянии.

После включения выключателя SA4 галогенная лампа, свечение которой видно через вентиляционные отверстия в корпусе, вспыхивает и постепенно гаснет. Если всё в порядке, отрабатывает автоматика "мягкого" включения — срабатывает реле K14, загорается светодиод зелёного свечения HL2 "Вкл.", установленный около выключателя SA4. Всё — УМ готов к работе! При нажатии на кнопку SB1 "TX" PA2 индицирует ток покоя — 250 мА. С трансивера, тюнер которого отключён, подают сигнал мощностью 50...70 Вт и настраивают по максимальным показаниям PA1 сначала КПЕ "Анод", а затем "Ант.". Ток анода при максимальной выходной мощности может достигать 1,3 А. Если срабатывает защита от высокого КСВ и мигает светодиод "КСВ", для возвращения УМ в рабочий режим нужно включить и выключить SA2 "Обход".

Радиоэкспедиция в Бенин

TYORU

Александр БЕЗМЕНОВ (R9LM), г. Тюмень

Пограничники объясняют нам, они не понимают, что это такое, а радиоинженера нет на месте, будет то ли завтра, то ли послезавтра. Отдать нам оборудование не могут, машину пропустить или дать возможность вернуться в Бенин тоже не могут. Мы тоже под вопросом, так как не задекларировали свой груз. Начало вечереть, и таможенники стали расходиться. Понимаем, что сегодня шансов пересечь границу с оборудованием у нас ноль, провиант (вода, консервы) тоже на исходе. Предпринимаем последние попытки договориться. Уже за полночь нам удаётся договориться с таможенником о возможности оставить машину с оборудованием на таможне.

(Окончание следует)

Дальше путь свободен. Казалось, что сейчас быстро всё пройдём и к вечеру уже будем ставить антенны и выходить в эфир. Однако на границе таможенники обращают внимание на нашу машину с белыми людьми... Свисток, машину на досмотр! Тут-то мы и "приехали". Нас заставили вытащить всё из машины, разложить, и так — раз пять.

Пересечение границы Бенина и Того. Досмотр автомобиля.

Улочки Бенина по дороге в Того.

Раз пять мы выкладывали до полуночи наше оборудование из машины для досмотра.

Николай Толкунов (R5EC) — отличный SSB-оператор и бессменный водитель.

Заправляемся по дороге. Так выглядят большинство африканских заправок. Девушка, марля, воронка и пятилитровая бутылка с бензином.

Продолжение.
Начало см. в "Радио", 2025, № 5—8

РАДИО
начинающим
ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

Самодельный семисегментный RGB-индикатор — 2

Д. МАМИЧЕВ, п. Шаталово Смоленской обл.

На практике часто требуются индикаторы с различной высотой знака, соответственно и размера сегмента. Например, для настольных часов эти значения должны быть меньше, чем для настенных или комнатных. Оптимизировать моделирование и упростить процесс изготовления футляра под знакоместо требуемого размера можно, используя кратное масштабирование исходной, общей трёхмерной модели сообразно числу пикселей, используемых в сегменте. В OpenSCAD это команда для масштабирования 3D-моделей **scale()**, которая изменяет размер модели на определённый коэффициент. Например, команда **scale([2,2,2])** удвоит размер модели по всем измерениям. То есть можно масштабировать модель по разным направлениям. Так, команда **scale([1,2,1])** сохранит размер модели по осям X и Z, но удвоит его по оси Y.

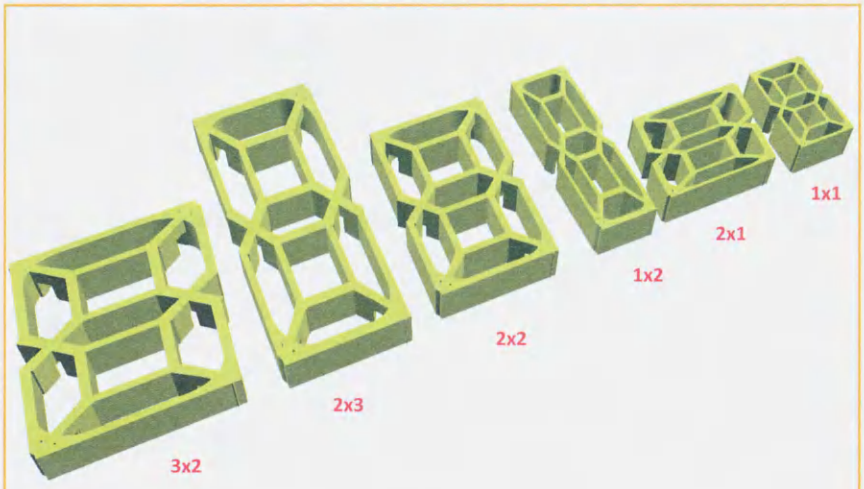


Рис. 1

На **рис. 1** показан вид возможной линейки одноместных индикаторов с разным числом пикселей в сегменте. Условно их размер можно обозначить через выражение. Так, выражение 3×2 для левого по картинке элемента следует понимать: горизонтальные сегменты содержат по три пикселя, вер-

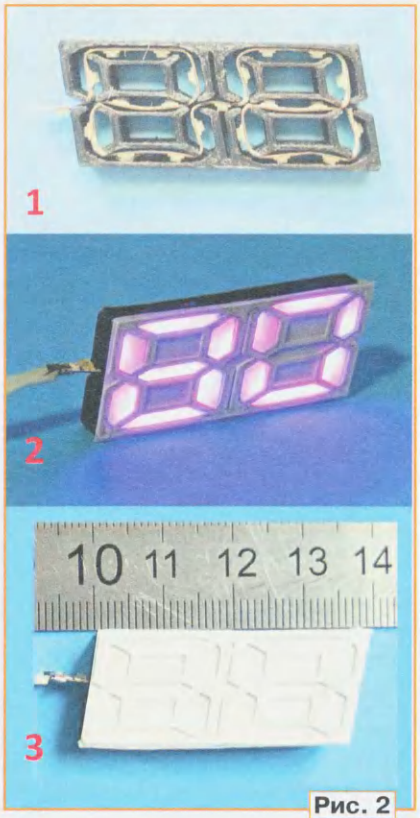


Рис. 2

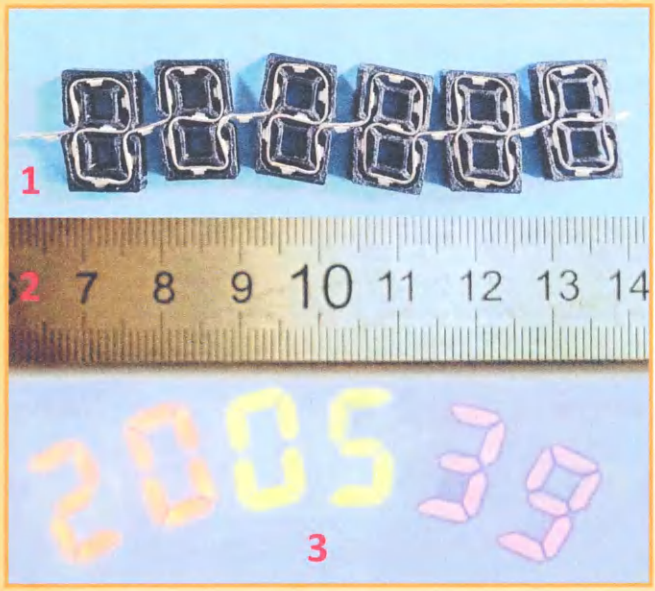


Рис. 3

Рис. 4

тикальные — по два. Значения коэффициентов для горизонтальных осей могут быть 0,5; 1; 1,5. Высота футляров для светодиодной ленты шириной 2,7 мм неизменна и в авторском варианте составляет 5,5 мм. Возможны небольшие поправки в значениях, в пределах до 0,05 в каждую сторону от базового значения. Эти изменения будут влиять на удобство при укладке ленты в футляр.

При конструировании индикатора для настольных часов в печати тестировались футляры 2×1,1×1. На **рис. 2** представлен вариант двухместного индикатора первого типа. Вид 1 иллюстрирует вариант укладки слева направо. Первый пиксель отрезка ленты желательно оставлять снаружи футляра для удобства при дальнейшей пайке подводящих напряжение проводов. Вид 2 демонстрирует свечение сегментов. На нижней части рисунка показаны лицевая сторона индикатора и линейка. В качестве светорассеивателя в этом варианте футляра применён отрезок от рассеивателя неисправного ЖК-монитора ПК, наклеенный на полоску двухстороннего скотча. Обратная сторона индикатора заклеена полоской картона, а поверх рассеивателя наложена и приклеена маска-рамка цифр. Технология сборки индикатора ничем не отличается от технологии, приведённой в статье автора "Самодельный семисегментный RGB-индикатор" в "Радио" № 7 на с. 57. Скетч для тестирования — **ws2812b_7segm_mini_2.ino**.

Конструкция футляров 1×1 и сборка второго индикатора на шесть знакомест имеют отличия от исходного варианта. Они (**рис. 3**, вид 1) не имеют общей рамки и соединены механически друг с другом посредством заправленной ленты. Ширина футляра (вид 2) знакоместа чуть менее 10 мм, а высота — менее 16 мм. Такая конструкция делает индикатор гибким, теперь он может немного изгибаться и фиксироваться при работе (вид 3). Отрезок ленты (вид 1) условно разделён на три зоны: до цифр; после цифр; участок укладки сегментов. Такой подход позволяет использовать лишние светодиоды для дополнительной подсветки. Автор, однако, воспользовался ещё и переходными светодиодами между футлярами, используя для подсветки всего семь пикселей.

На **рис. 4** показаны элементы индикатора. Под линейкой 1 находится его основание. Оно сделано из отрезка чёрной пластмассы толщиной 2,5 мм и по краям имеет два сквозных отвер-

Рис. 5

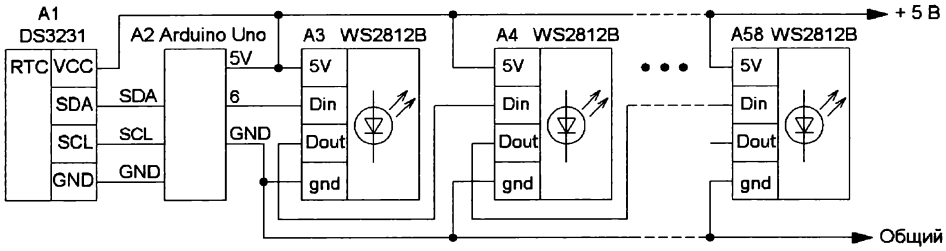


Рис. 6

стия для винтов с гайками 4. Снаружи индикатор закрыт светофильтром 5. Он также изготовлен из прозрачной тёмной пластмассы толщиной 2,5 мм и имеет соосно расположенные с основанием отверстия для крепления и стягивания всех футляров 3 с уложенной лентой. Отрезок ленты имеет 56 светодиодов. Светорассеиватель 2 имеет три слоя — два отрезка от рассеивателя, скреплённые между собой полосой двухстороннего скотча для бумаги. По бокам рассеиватель имеет вырезы для винтов. Для сборки в фильтр 5 вставляют винты 4 и кладут его на стол, сверху накладывают рассеиватель 2, затем "гирлянду" индикаторов 3. Сверху накрывают основанием 1 и слегка стягивают пакет гайками, исключая перекосы и изгибы внешних пластмассовых элементов. Далее подключают ленту и визуально проверяют работу индикатора в часах.

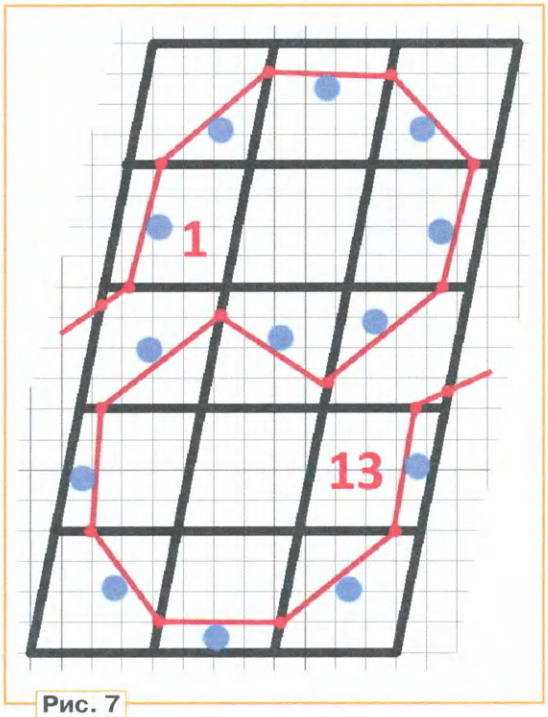
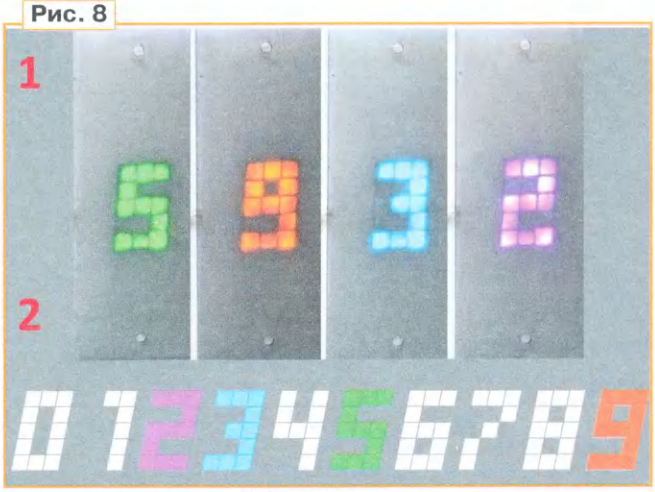


Рис. 7

На **рис. 5** приведены виды работы собранного индикатора в макете часов при различных вариантах фиксации гирлянды футляров и вариаций подсветки. Схема макета показана на **рис. 6**. Лента подключена к плате Arduino Uno, и весь макет питается от сетевого блока питания с выходным напряжением 5 В и максимальным током 500 мА. В файлах проекта даны примеры скетчей двух часов, без использования в работе модуля часов реального времени А1 **ws2812b_7segm_tschasi.ino** и с ним **ws2812b_7segm_tschasi_2.ino**. Настройка визуального восприятия при считывании данных сводится к подбору цветов и яркости пикселей сегментов цифр и подсветки. Желательно, чтобы цифры чётко просматривались при умеренном внешнем дневном освещении с дистанции 2...3 м.

Ещё один интересный, по мнению автора, вариант укладки сегментного цифрового индикатора представлен на **рис. 7**. Индикацию цифр обеспечивают 13 светодиодов. На **рис. 8** (вид 1) представлен внешний вид цифр при свечении сегментов, а ниже (вид 2) — "отрисованный

Рис. 8



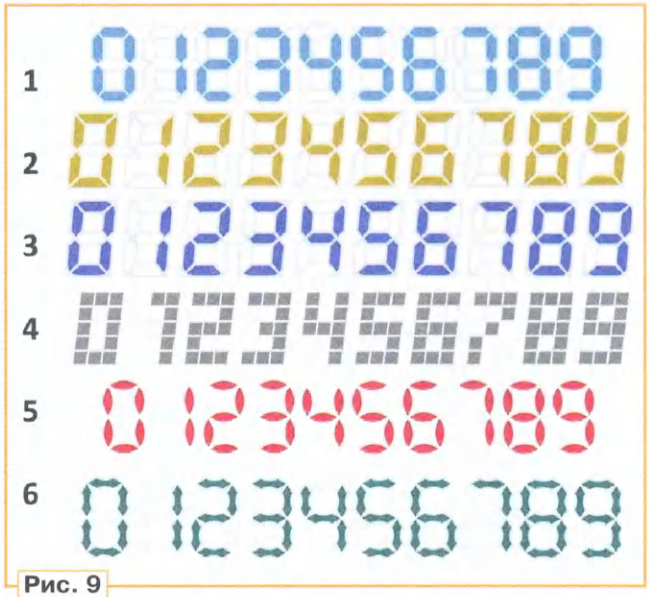


Рис. 9

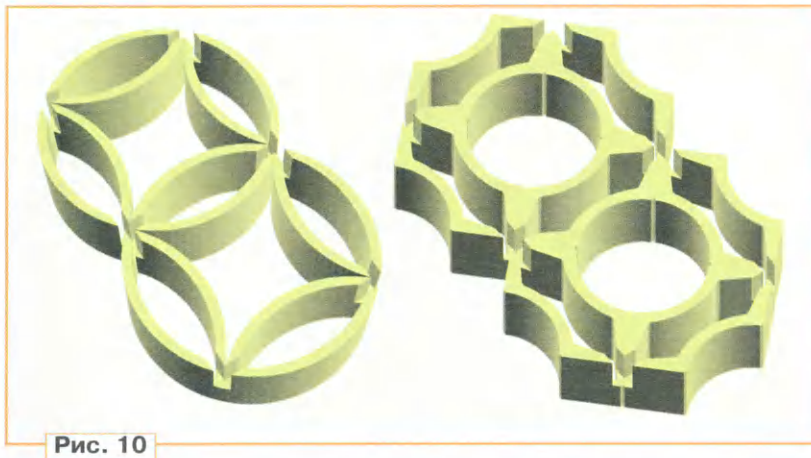


Рис. 10

Рис. 11

шрифт". Автору захотелось сделать края сегментов неровными, как бы потёртыми, а свечение — неравномерным. Для этого поверхность футляра в сегментах была покрашена густой чёрной гуашью, а щели (красные точки) в перегородках сегментов расположены в модели так, чтобы светодиоды (синие кружки на рис. 7) находились в разных частях сегментов-кубиков.

Внимательный читатель наверняка заметил, что линии краёв сегментов во всех ранее рассмотренных вариантах в основном прямые, и это практически определяет внешний вид шрифта для цифры (**рис. 9**, варианты 1—4). Разнообразить шрифты можно, если добавить в геометрию футляра окружности (варианты 5, 6). Внешний вид таких трёхмерных моделей корпусов знакоместа дан на **рис. 10**, а при свечении светодиодной ленты — на **рис. 11**. Верхняя линейка цифр получена с листом рассеивателем от монитора ПК, нижняя — с помощью листа бумаги для принтера.

При печати футляров были использованы следующие настройки принтера: пластик — чёрный PLA; высота слоя — 0,2 мм; ширина линии — 0,4 мм; плотность заполнения — 60 %; поддержка — нет, температура сопла — 195 °С; температура стола — 55 °С; тип прилипания к столу — кайма.

От редакции. *Файлы проекта (скетчи, трёхмерные модели футляров) находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/indicator2.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Простой ультразвуковой локатор для незрячих

Д. ЛЕКОМЦЕВ, С. СТЕПИН, г. Орёл

Ультразвуковые локаторы для незрячих являются не самым распространённым средством реабилитации, но при этом они позволяют "удлинить" обычную тактильную трость до 3...4 м. Такого рода приборы можно приобрести в специализированных магазинах [1], но они весьма дороги, что делает актуальным разработку и изготовление радиолюбительских аналогов [2—4]. Устройство, описание которого представлено в этой статье, сконструировано с применением минимального числа деталей, которые являются широко распространёнными либо имеют доступные аналоги.

Схема устройства представлена на **рис. 1**. Его основой является микроконтроллерный модуль Robotdyn Pro Mini, который является аналогом модуля

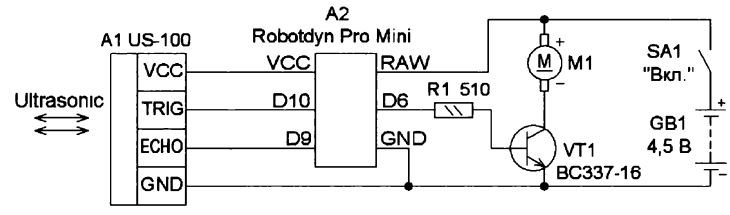


Рис. 1

Arduino Pro Mini. В конструкции использована версия модуля с минимальным напряжением питания 3,3 В. Питающее напряжение поступает на вывод RAW, что позволяет использовать батарею, составленную из трёх гальванических элементов типоразмера AA. Цифровые выводы D9 и D10 задействованы для работы с ультразвуковым датчиком измерения расстояния US-100, который выгодно отличается от широко распространённого аналогичного датчика HC-SR04 тем, что допускает питание от источника напряжением 3,3 В. Поэтому напряжение питания на датчик US-100 поступает с выхода VCC модуля Robotdyn Pro Mini [4]. В качестве индикатора расстояния выступает миниатюрный вибромотор M1, он имеет номинальное рабочее напряжение 3 В и ток потребления до 70 мА. Вибромотор управляется с помощью ключа, собранного на транзисторе VT1. В цепь базы транзистора включён токоограничивающий резистор R1. Транзисторный ключ подключён к выводу D6 модуля A1.

Рис. 2

Программа для управления работой устройства была написана в среде Arduino IDE. В строках 1—7 инициализируются используемые в программе целочисленные переменные и константы. Константе **Trig** присваивается значение 10 (номер порта для подключения вывода Trig датчика US-100), а константе **Echo** — значение 9 (номер порта для подключения вывода Echo датчика US-100). Константа **M** будет равняться 6, обозначая номер порта для подключения вибромотора. Константа **dt**, равная 5, задаёт время задержки в миллисекундах. Переменная **PM** предназначена для хранения значения ШИМ, которое задаёт мощность вибромотора, **distance_US** — переменная для хранения результатов измерения расстояния датчиком US-100, **i** и **j** — счётчики в циклах.

В строках с 10 по 45 располагается функция **Ultra**, в которой происходит измерение расстояния, которая реализует определение медианного среднего [5] по результатам ряда первичных измерений. Эта функция запрашивает номера портов, к которым подключён датчик US-100, а возвращает значение расстояния в сантиметрах. В строках 12—14 инициализируются необходимые переменные. Вещественная переменная **r** используется для хранения окончательного результата измерения расстояния. В массиве **echo_m** хранятся измеренные целочисленные значения расстояния, целочисленная переменная **sort** используется при сортировке массива. В строках 16—24 располагается основной цикл. В теле этого цикла реализован стандартный алгоритм работы с ультразвуковым измерителем расстояния [6]. Измерение расстояния выполняется десять раз, а его результаты записываются в массив **echo_m**. В строках 27—38 реализован алгоритм сортировки "пузырьком" [7—9]. В строке 40 переменной **r**, содержащей результат работы этой функции, присваивается значение среднего элемента массива. В строках 41—43 производится передача полученного значения расстояния в последовательный порт. Эти строки нужны для отладки программы. В строке 44 возвращается результат работы функции.

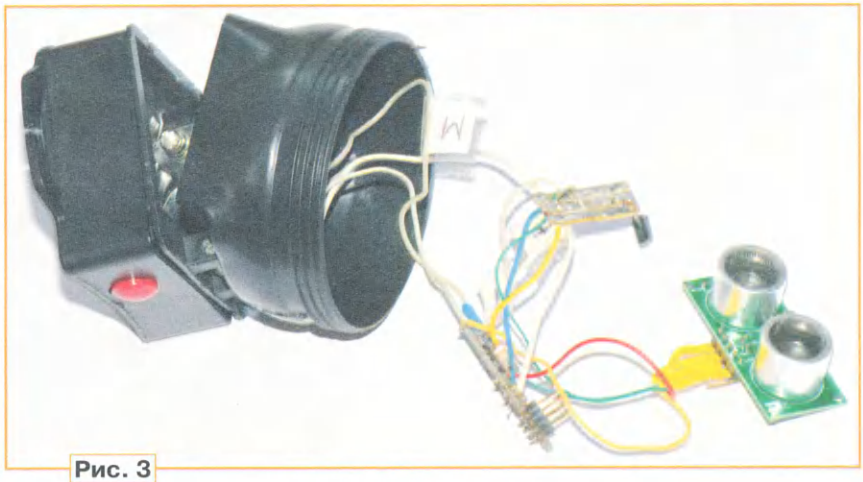


Рис. 3

В строках 47—54 расположена функция **setup**. В строке 49 инициализируется последовательный порт, эта команда нужна только на период налаживания. В строках 51 и 52 инициализируются порты для работы с датчиком US-100. В строке 53 инициализируется порт для управления вибромотором.

В строках 56—67 размещается основная

Рис. 4

функция **loop**. В строке 59 с помощью вызова функции **Ultra** производится измерение расстояния. В строке 60 полученное значение расстояния проверяется на предмет грубых ошибок, т. е. случаев, когда результат измерения заведомо выходит за установленные пределы. Если проверка пройдена успешно, в строке 61 вычисляется необходимое значение заполнения ШИМ. В использованной формуле при нулевой дистанции заполнение ШИМ будет равно 155, такое значение использовано потому, что при работе вибромотора на полной мощности при полном заполнении ШИМ, равном 255, вибромотор сильно шумит. При дистанции, равной 400 см, будет получено нулевое заполнение ШИМ. В строке 62 в порт, управляющий вибромотором, отправляется вычисленное значение заполнения ШИМ. В строках 63—64 это же значение передаётся через последовательный порт, эти строки нужны только при налаживании. В строке 65 значение ШИМ устанавливается в 0, а в строке 66 вводится небольшая задержка между измерениями, равная 5 мс.

Элементы локатора размещены в корпусе от налобного фонаря (**рис. 2**), который имеет батарейный отсек для трёх гальванических элементов типоразмера AA. Этот выбор обусловлен тем, что подобные фонари оставляют руки пользователя свободными. При выборе корпуса важно, чтобы он имел достаточно большой объём, в котором можно легко разместить все компоненты устройства. Предварительно из корпуса фонаря удаляются все его элементы, кроме батарейного отсека и кнопочного выключателя. Затем на место платы светодиодов и светоотражателя устанавливают основную часть элементов устройства (**рис. 3**).

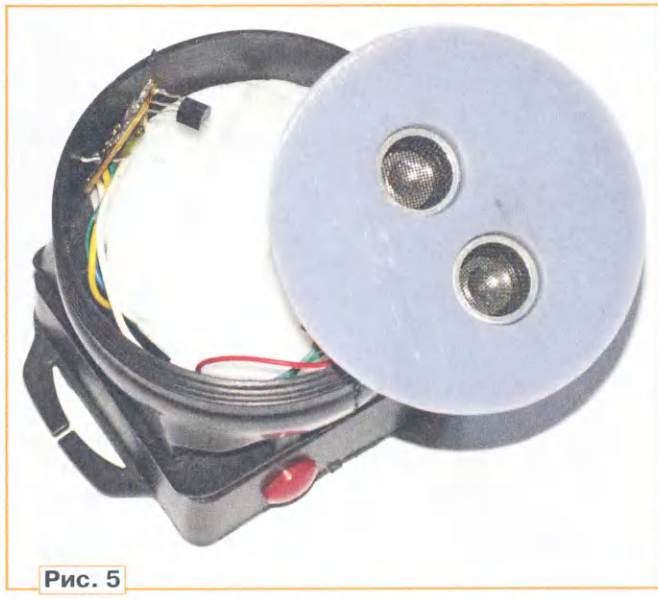


Рис. 5

Рис. 7

На месте светоотражателя установлен держатель ультразвукового датчика US-100. Эта деталь была изготовлена методом 3D-печати, она имеет закраину, которая позволяет этой детали надёжно удерживаться на своём месте с помощью фиксатора (**рис. 4**).

Модуль Robotdyn Pro Mini, а также транзистор и резистор, которые смонтированы на макетной печатной плате, устанавливают в свободное пространство в корпусе под держателем датчика. Для того чтобы эти элементы не сместились, оставшаяся часть пространства заполнена вырезанными по месту прокладками из плиточного пенопласта (**рис. 5**). Аналогично [2] рядом с выключателем в пространстве под батарейным отсеком размещён вибромотор DC 3V 70mA 12000RPM Mobile Phone Coin Flat Vibrating Vibration Motor (**рис. 6**). Собранное устройство (**рис. 7**) по габаритам не превосходит налобного фонаря и крепится на голове с помощью штатного ремня фонаря (**рис. 8**).

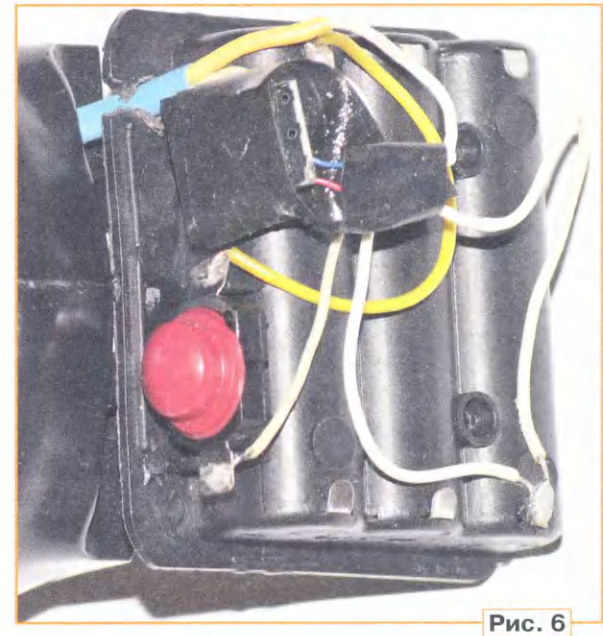


Рис. 6

При условии правильной сборки устройство начинает работать сразу и не требует сложного налаживания. Необходимо только в программе установить максимально допустимое значение ШИМ (в авторском варианте — 155). При слишком большой максимальной мощности вибромотора он будет сильно шуметь, а если мощность ограничить слишком сильно, при обнаружении предметов на большом расстоянии будет "молчать". Это сведёт на нет большую дальность обнаружения предметов — главное достоинство ультразвукового локатора по сравнению с тактильной тростью. При использовании устройства надо помнить, что ультразвуковой датчик хорошо распознаёт плоские

предметы с большой площадью, расположенные перпендикулярно направлению распространения ультразвука. Если поверхность расположена под малым углом к направлению распространения ультразвука или имеет малую площадь (например, торец дверного полотна), то такие поверхности ультразвуковым локатором обнаруживаются крайне плохо. Так же разные поверхности в разной степени отражают ультразвук, обычная кирпичная стена или оконное стекло дают хороший отражённый сигнал, а стена, закрытая ковром, может не дать заметного эха. По этим причинам подобный ультразвуковой локатор может служить только вспомогательным средством для ориентирования в пространстве, и полностью на него полагаться нельзя. Тем не менее, это устройство доступно для изготовления любому любителю электроники, что позволит почти каждому внести свой посильный вклад в помощь людям с проблемами со зрением.

Рис. 8

ЛИТЕРАТУРА

1. Электронные вспомогательные устройства. — URL: **http://rosopeka.ru/catalog/dlya_invalidov_po_zreniyu/elektronnye_vspomogatelnye_ustroystva** (15.06.2025).

2. **Лекомцев Д.** Ультразвуковая трость. — Радио, 2017, № 1, с. 54—56.

3. **Лекомцев Д.** Ультразвуковой обнаружитель препятствий для незрячих, имеющий большой угол обзора. — Радио, 2018, № 11, с. 40—43.

4. **Лекомцев Д.** Локатор с повышенной надёжностью измерений для слепых и слабовидящих людей. — Радио, 2020, № 10, с. 43—46.

5. **Савельев В.** Статистика и котики. — Популярная механика, 2017, № 8, с. 46—49 (URL: **https://elementy.ru/nauchno-populyarnaya_biblioteka/433745/Statistika_i_kotiki** (15.06.2025)).

6. Ультразвуковой датчик измерения расстояния HC-SR04. — URL: **http://robocraft.ru/blog/electronics/772.html** (15.06.2025).

7. Пузырьковая сортировка и все-все-все. — URL: **https://habr.com/ru/articles/204600/** (15.06.2025).

8. Описание алгоритмов сортировки и сравнение их производительности. — URL: **https://habr.com/ru/articles/335920/** (15.06.2025).

9. Сортировка массива. — URL: **https://arduino.ru/forum/programmirovanie/sortirovka-massiva** (15.06.2025).

От редакции. *Файлы проекта находятся по адресу* ***http://ftp.radio.ru/pub/2025/09/ultra.zip*** *на нашем FTP-сервере.*

Li-Ion-аккумулятор в батарейной кассете светодиодного фонаря

И. НЕЧАЕВ, г. Москва

Для питания некоторых карманных и малогабаритных светодиодных фонарей, а также других устройств используются три гальванических элемента или Ni-Cd аккумулятора типоразмера ААА. В этом случае для размещения трёх таких элементов часто используется специальная кассета цилиндрической формы (**рис. 1**). Такие фонари в продаже уже давно, но продаются и в настоящее время [1, 2]. Доступность Li-Ion аккумуляторов различных типоразмеров позволяет использовать их и для питания таких фонарей, поскольку их напряжение схоже с напряжением батареи из трёх гальванических элементов типоразмера ААА. Но для этого потребуется доработка либо конструкции фонаря, либо кассеты. Второй вариант подразумевает размещение Li-Ion аккумулятора в самой кассете. Описания некоторых вариантов решения такой задачи приведено в [3]. Однако они требуют кардинальной доработки кассеты, а для зарядки аккумулятора необходим внешний драйвер (модуль зарядки).

Предлагаемый вариант гораздо проще и может быть реализован в самое короткое время. Для этого потребуется Li-Ion аккумулятор типоразмера ААА (что позволяет практически не дорабатывать кассету) и малогабаритный модуль зарядки, приобрести которые в Интернете достаточно просто. Схема доработанной кас-

Рис. 1

напряжением 5 В. Для этого был приобретён малогабаритный модуль зарядки [4], его основой является специализированная микросхема серии LTC4054 [5] или аналогичная. Этот модуль и его контактные площадки показаны на **рис. 3**. Модуль имеет светодиодную индикацию, красное свечение — зарядка, синее — её окончание. Максимальный зарядный ток модуля задан резистором $R_т$, сопротивление которого в приобретённом модуле около 1,6 кОм, что соответствует зарядному току 600 мА. Поскольку был применён аккумулятор ёмкостью 350 мА [6], потребовалось уменьшить зарядный ток. Типоразмер этого резистора — 0402, его надо аккуратно удалить с помощью паяльника с острым жалом. Взамен этого резистора был установлен резистор сопротивлением 5,1 кОм типоразмера 0603. Можно припаять и резистор типоразмера 0805, установив его на ребро и использовав для пайки металлизированную площадку

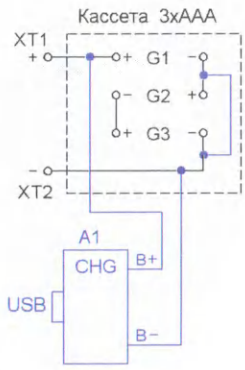


Рис. 2

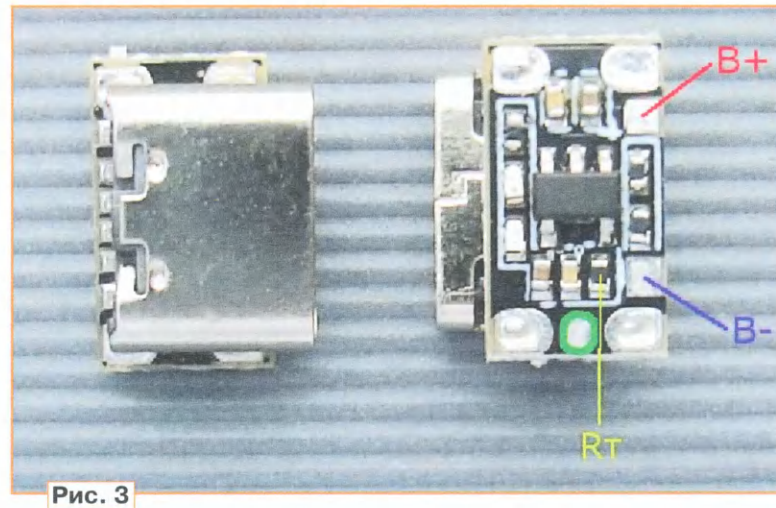


Рис. 3

Рис. 4

сеты показана на **рис. 2**. Штатно она предназначена для установки трёх элементов G1, G2, G3, которые включены последовательно. Внутренние плюсовые контакты выполнены в виде металлической вогнутой пластины, внутренние минусовые — пружинные, XT1 и XT2 — внешние контакты кассеты. Вновь вводимые элементы выделены цветом. В ней надо установить (аккуратно припаять) проволочную перемычку, которая замыкает контакты G2+ и G3–. После такой доработки Li-Ion аккумулятор вставляют на место элемента G1, он будет подключён к внешним контактам кассеты. Если для зарядки аккумулятора использовать внешний модуль зарядки, для чего его вынимают из кассеты, такой доработкой можно ограничиться.

Однако пользоваться доработанной кассетой будет удобнее, если модуль зарядки разместить в ней, а для его питания использовать штатное зарядное устройство смартфона с выходным

общего провода, выделенную на рис. 3 зелёным. После такой доработки максимальный зарядный ток уменьшился до 200 мА.

Зарядный модуль закреплён внутри кассеты на одном из её рёбер. В месте установки модуля ребро с внутренней стороны надо немного сточить надфилем для получения плоской поверхности. На неё приклеивают зарядный модуль (USB-разъёмом). Для этого сначала используют секундный клей, а затем модуль фиксируют более надёжно с помощью этого же клея и так называемого сварочного гранулята (порошок). Чтобы не сделать ошибки при установке аккумулятора в кассету, на неиспользуемые пружинные контакты надо надеть термоусаживаемую трубку. Предварительно надо убедиться, что зарядный модуль не мешает установке аккумулятора и не выходит за габариты кассеты.

Для зарядки аккумулятора кассету извлекают из устройства и подключают к ней зарядное устройство смартфона (**рис. 4**).

ЛИТЕРАТУРА

1. Портативный фонарик QvvCev 9 LED. — URL: **https://clck.ru/3MuLQt** (02.07.25).

2. HOSPORT мини-фонарик белый свет. — URL: **https://clck.ru/3MuLUH** (02.07.25).

3. Переводим фонарик на питание от аккумулятора из вейпа. — URL: **https://clck.ru/3MuPrQ** (02.07.25).

4. Quason платы зарядного устройства для литиевых аккумуляторов 18650. — URL: **https://clck.ru/3MsTfZ** (02.07.25).

5. LTC4054-4.2/LTC4054X-4.2. — URL: **https://clck.ru/3MsTQ8** (02.07.25).

6. Аккумулятор Li-ion Soshine 10440 3.7 v 350 mAh. — URL: **https://clck.ru/3MuUS8** (02.07.25).

Викторина

"Платы расширения Olimex"

Р. СЕРГЕЕНКО, г. Гомель, Беларусь

Фирма Olimex (сокращение от **Ol** im**port** **ex**port) была основана в 1991 г. в болгарском городе Пловдиве. Это одна из старейших фирм, занимающихся разработкой небольших, но функционально законченных устройств для инженеров-электронщиков и радиолюбителей. Начало было положено с выпуска программаторов для ПЗУ (PROM, EPROM, EEPROM), а затем и для микроконтроллеров (МК) MCS-51, AVR, PIC, ARM, MSP430, MAXQ.

После 2000 г. в каталоге продукции появились отладочные платы, стартовые наборы, эмуляторы, шилды, изделия для Интернета вещей, а также наборы для самостоятельной сборки роботов, электронных игрушек и даже небольших компьютеров на базе Linux.

Фирма имеет собственное производство площадью 5000 м^2. Разработки создаются с учётом концепции Design-For-Manufacturing, что гарантирует оптимизацию и эффективность производственных расходов. Особенностью продукции Olimex являются подробные поясняющие надписи в слое шелкографии на печатных платах и обязательный логотип.

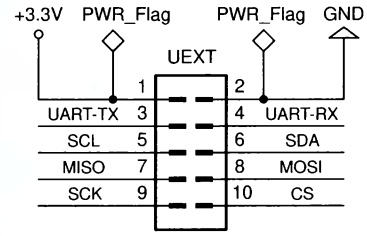
Но конкурировать с массовыми китайскими товарами на рынке встраиваемых микроконтроллерных систем фирме Olimex сложно. Поэтому ставка была сделана на сотрудничество с крупными изготовителями МК. Так появился широкий спектр фирменных отладочных плат, совместимых с Arduino, при официальной поддержке таких брендов, как Texas Instruments, Microchip, Atmel, NXP, STMicroelectronics и др.

Фирма Olimex в собственных разработках старается придерживаться правил свободного программного Free Software и аппаратного Open Source Hardware обеспечений. Файлы электрических схем в формате pdf свободно доступны на сайте **https://www.olimex.com/** в колонке Products. Файлы разводки печатных плат в основном выполняются в среде KiCAD. Их можно бесплатно просмотреть онлайн на сайте **https://kicanvas.org/**.

Небольшой нюанс. Если при попытке скачать файл схемы с расширением pdf появится сообщение "Error rendering embedded code", надо нажать иконку Download в верхней части экрана, после чего схема будет прорисована в отдельном окне.

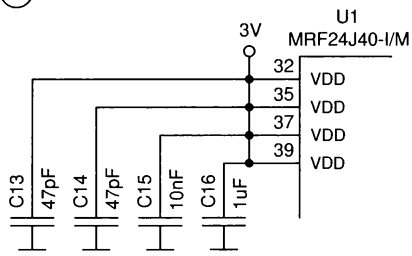
В **таблице** показаны фрагменты схем и фотографии внешнего вида изделий фирмы Olimex. На каждый вопрос викторины следует выбрать ответ 0 или 1 и записать их в ряд слева направо в виде двоичного числа. Если после перевода в десятичный вид получится 1400 или 1528, значит, все ответы правильные.

① Olimex EXT-MPQ



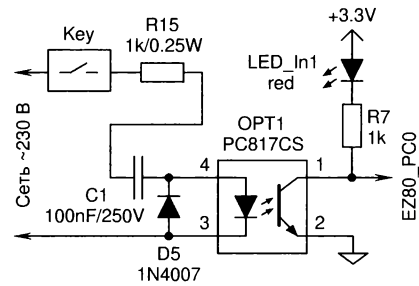
Сколько внешних интерфейсов доступно для подключения к фирменному разъёму UEXT?
0 - три интерфейса;
1 - четыре интерфейса

② Olimex MOD-ZIGBEE-PIR



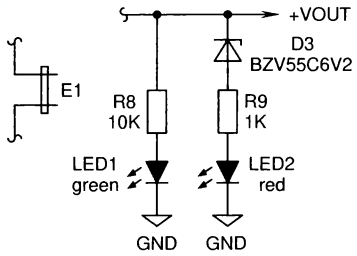
Корректно ли нарисовано подключение конденсаторов C13–C16 к выводам питания VDD радиочастотной микросхемы U1?
0 - полностью корректно;
1 - имеются неоднозначности

③ Olimex AgonLight2-HvIO



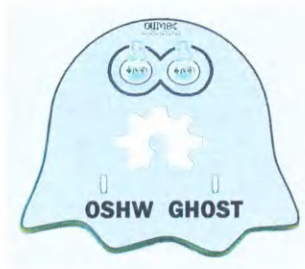
С какой частотой мигает светодиод LED_In1?
0 - 50 Гц;
1 - 100 Гц

④ Olimex DCDC-50



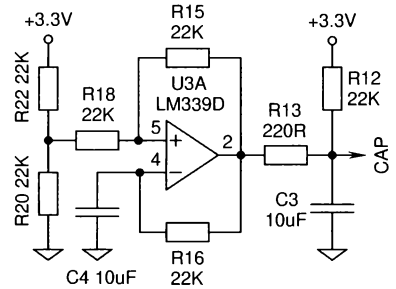
Что индицируют светодиоды LED1, LED2 при замыкании (размыкании) контактов джампера E1?
0 - напряжение +VOUT 3 В или 5 В;
1 - напряжение +VOUT 5 В или 12 В

⑤ Olimex OSHW-GHOST



Какую функцию выполняет зубчатое колесо в центре электронной игрушки "Привидение"?
0 - это логотип "Open Source Hardware";
1 - элемент пользовательского интерфейса

⑥ Olimex Bike-TSL-Kit



Какая форма сигнала в цепи CAP?
0 - треугольная;
1 - пилообразная

⑦ Olimex FOSDEM-85

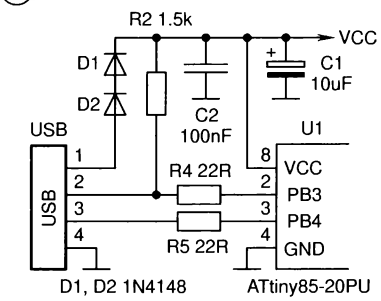
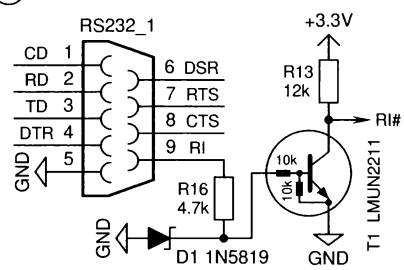


Схема подключения МК U1 к разъёму USB:
0 - оригинальная;
1 - заимствованная

⑧ OLIMEX ESP32-EVB

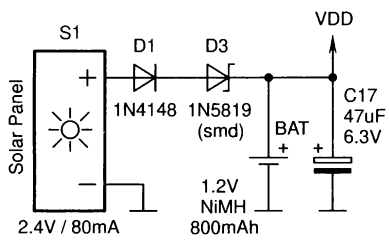
Где находятся детали, крайне редко входящие в комплект поставки плат других фирм?
0 - в средней части платы;
1 - в нижней части платы

⑨ Olimex SB-4SERIAL



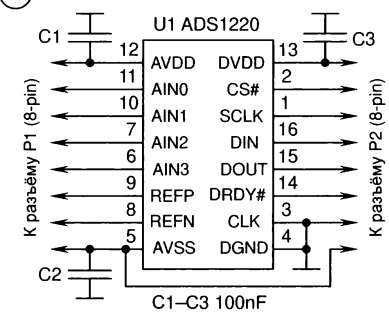
Является ли резистор R16 лишним, если учесть, что внутри цифрового транзистора T1 имеются резисторы сопротивлением 10 кОм?
0 - резистор R16 можно закоротить;
1 - резистор R16 лучше оставить

⑩ Olimex MSP430-SOLAR



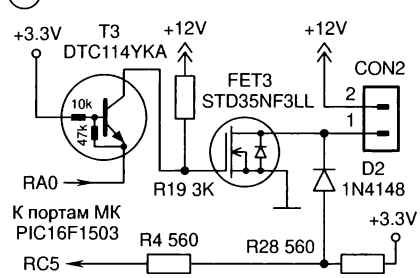
В какой режим входит солнечная панель S1 при уменьшении освещённости?
0 - в режим стабилизации тока;
1 - в режим стабилизации напряжения

⑪ Olimex BB-ADS1220



Где находится источник тактовых импульсов?
0 - внутри микросхемы U1 (АЦП 24-bit);
1 - внешние импульсы SCLK (U1:1)

⑫ Olimex MOD-RGB



Какое назначение элементов D2, R4, R28?
0 - проверка исправности транзисторов;
1 - проверка подключения внешней нагрузки к контактам 1, 2 разъёма CON2

ЖУРНАЛ
РАДИО
АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

Получатель АНО "Редакция журнала "Радио"
ИНН 7708187140,
р/с 40703810538090108833 в ПАО Сбербанк г. Москва,
К/с 30101810400000000225,
БИК 044525225, КПП 770201001

Стоимость одного номера журнала в 2026 году (1—6 номера) при покупке в редакции — 550 рублей.

Стоимость полугодовой подписки с рассылкой из редакции (адресная рассылка) для индивидуальных подписчиков России — 4080 руб., для индивидуальных подписчиков из стран зарубежья — 7200 руб.

Стоимость для юридических лиц России — 4200 руб.

Год выпуска	Номер журнала	Стоимость одного номера в редакции	Стоимость одного номера с пересылкой	
			В Россию	В остальные страны
2021	11—12	150 руб.	250 руб.	800 руб.
2022	1—9, 11—12	200 руб.	300 руб.	800 руб.
2023	3—4, 7—12	420 руб.	520 руб.	800 руб.
2024	1—12	490 руб.	600 руб.	900 руб.
2025	1—12	520 руб.	640 руб.	1000 руб.
2026	1—6	550 руб.	680 руб.	1200 руб.

На бланке напишите, за какие журналы Вы переводите деньги и укажите свой точный адрес (с почтовым индексом). После того как деньги поступят на расчётный счёт, мы отправим Вам журналы. Наложенным платежом редакция журналы не высылает!

Подписные индексы журнала по каталогам: Официальный каталог Почты России П4014; КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ 89032

Подписка на ПОЧТЕ РОССИИ

Подписка через КАТАЛОГ РОССИЙСКОЙ ПРЕССЫ

Журнал "Радио" в интернет-магазине OZON

Dr.WEB®
Сделано в России

ЗАЩИТИ СОЗДАННОЕ

Dr.Web Security Space
защитит ваш цифровой МИР

Поддерживаемые ОС

Защита от хищений средств

От банковских троянцев, клавиатурных шпионов, хакерских атак во время сессии онлайн-банкинга

Защита от мошенников

От фишинговых и мошеннических сайтов, сайтов с вредоносным ПО

Защита от уязвимостей программ

От эксплойтов, используемых киберпреступниками для проникновений через ошибки в популярных приложениях

Защита данных и информации

От удаления, порчи, шифрования и похищения

Защита от захвата устройства и слежки

Блокировка камеры, микрофона, съемных устройств

Защита детей

Родительский контроль

- ✓ **Dr.Web — в едином реестре отечественного ПО**
- ✓ **Круголосуточная техническая поддержка**
- ✓ **Бонус для покупателей — защита для Android**

Техподдержка компании «Доктор Веб»:
https://support.drweb.ru

Сайты компании «Доктор Веб» в социальных сетях:
https://www.drweb.ru/user/social

Сайты компании «Доктор Веб»:
https://антивирус.рф
https://drweb.ru

© ООО «Доктор Веб», 2021
125040, Россия, Москва, 3-я улица Ямского поля, вл. 2, корп. 12а
Тел.: +7 495 789-45-87 (многоканальный),
факс: +7 495 789-45-97